

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»
ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ
КАФЕДРА ЕЛЕКТРОННИХ ПРИЛАДІВ ТА ПРИСТРОЇВ

«На правах рукопису»

УДК _____

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

_____ Писаренко Л.Д. _____
(підпис) (ініціали, прізвище)

“ _____ ” _____ 2018 р.

Магістерська дисертація

Зі спеціальності (спеціалізації) 171 “Електроніка”

на тему:

Виконала: студента II курсу, групи ДЕ-371мп

Тимошенко Павло Миколайович

(прізвище, ім'я, по батькові)

(підпис)

Науковий керівник Доц., к.т.н., доц. Михайлов С.Р.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)

(підпис)

Консультант _____

(назва розділу)

(науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали)

(підпис)

Нормоконтроль к.т.н. доцент Чадюк Вячеслав Олексійович

(назва розділу)

(науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали)

(підпис)

Рецензент _____

(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

(підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації немає запозичень з
праць інших авторів без відповідних посилань.

Студент _____
(підпис)

Київ – 2018 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського»
Факультет електроніки
Кафедра електронних приладів та пристроїв

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-професійною (освітньо-науковою) програмою

Спеціальність (спеціалізація) 171 “Електроніка”
(код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Писаренко Л. Д.
(підпис) (ініціали, прізвище)

«__» _____ 2018р.

ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студентці
Тимошенко Павло Миколайович
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Приймач електронної цифрової система зв'язку
науковий керівник дисертації Доц., к.т.н., доц. Михайлов С.Р.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «07» листопада 2018 р. № 4115-с

2. Строк подання студентом дисертації: 05.12.2018р.

3. Об'єкт дослідження: Приймач електронної цифрової система зв'язку

4. Предмет дослідження (Вихідні дані – для магістерської дисертації за освітньо-професійною програмою):

5. Перелік завдань, які потрібно розробити: Приймач електронної цифрової система зв'язку.

6. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу _____

7. Дата видачі завдання 15.10.2017 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Збір та вивчення джерел інформації для написання дипломної роботи; складання бібліографії наукових джерел	20.02.2018	
2	Складання плану дипломної роботи	10.03.2018	
3	Підготовка та написання першого Розділу	18.05.2018	
4	Підготовка та написання другого Розділу	12.08.2018	
5	Підготовка та написання третього розділу	05.10.2018	
6	Написання анотації, вступу та Висновків	01.11.2018	
7	Оформлення дипломної роботи	25.11.2018	
8	Подача роботи на перевірку	05.12.2018	
9	Захист дипломної роботи	21.12.2018	

Студентка

(підпис)

(ініціали, прізвище)

Науковий керівник дисертації

прізвище)

(підпис)

(ініціали,

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	3
ВСТУП.....	5
РОЗДІЛ 1 ЕЛЕКТРИЧНІ СИГНАЛИ ЯК НОСІЇ ІНФОРМАЦІЇ.....	7
1.1 Характеристика сигналу	7
1.2 Характеристика сигналів повідомлення	12
1.3 Багатоканальна передача інформації	16
РОЗДІЛ 2 ПРИНЦИПИ ПРОЕКТУВАННЯ ПРИЙМАЧІВ ЦИФРОВОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ	24
2.1 Структурна схема організації каналу зв'язку.....	24
2.2 Можливість використання каналів ВЧ зв'язку	25
РОЗДІЛ 3 ПРОЕКТУВАННЯ ПРИЙМАЧА ЕЛЕКТРОННОЇ ЦИФРОВОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ	29
3.1 Розробка структурної схеми.....	29
3.2 Розрахунок максимального режиму генератора.....	39
3.3 Розрахунок коливальної системи приймача.....	43
3.4 Розрахунок ланцюгів узгодження	51
3.5 Розрахунок надійності приймача.....	54
РОЗДІЛ 4 Техніко-економічне обґрунтування та питання організації виробництва	59
ВИСНОВОК.....	62
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	64

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						3
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ЕС – електронна система

РЕП– радіоелектронний пристрій

УФВ – уніфікований функціональний вузол

ІС – інтегральна схема

ЕОМ – електронно-обчислювальна машина

САПР – система автоматичного прийняття рішень

ЕП – електронний пристрій

ФНЧ – фільтр нижніх частот

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						4
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

ВСТУП

В системах зв'язку різного застосування, особливо рухомих систем зв'язку, важливе місце займає приймач, параметри якого визначають найважливіші параметри систем зв'язку – каналну швидкість передачі інформації, енергетичний потенціал системи (разом з антенними пристроями), завадостійкість, скритність роботи комплексу.

Розвиток конструкцій ЕС, як відомо, пройшло вже чотири етапи. Зміна кожного покоління обумовлювалась зміною елементної бази, в основному активних компонентів РЕП і, як наслідок, зміною методу і правил компоновання і монтажу.

Безперервно змінювалась лампова техніка: лампи скляної і металеві серії, пальчикові лампи, лампи серії «дріб» і «жолудь». З ускладненням ЕС з'явилися вимоги крупносерійного виробництва, дроблення конструкцій на основі уніфікованих функціональних вузлів (УФВ). Такими першими УФВ з'явилися «Елемент-1» на друкованому монтажі і лампах типу «дріб».

Метод компоновання від блочного перейшов до функціонально-вузлового.

Третє покоління ЕС характеризується застосуванням нової елементної бази – ІС широкого застосування і мініатюрними ЕРП на друкованих платах з високою роздільною здатністю (до 0,3 мм).

Мікросхеми за своєю функціональною складністю представляють функціональні вузли, які випускалися в ті роки в металевих, пластмасових і металокерамічних корпусах прямокутної і круглої форми з штировими і плоскими висновками. Число виводів не перевищувало 15.

Мікросхеми в кількості 20...30 штук компоновались на друкованих платах з середніми розмірами 140×170мм, вивідна комутація яких здійснювалася стандартними роз'ємами. Така конструкція, найбільш характерна для цифрових

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						5
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

пристроїв, отримала назву спочатку субблока, а пізніше – функціональної осередку.

Клітинки ЕОМ, виконані за принципом базових несучих конструкцій, називають типовими елементами заміни.

Таким чином, досягнення в області мікроелектроніки та її промислового впровадження дозволили перейти до створення нового покоління конструкцій ЕС – до інтегральних електронних пристроїв.

Сьогодні досягнення радіоелектроніки широко використовують медицина, економіка, лінгвістика, хімія, біологія, психологія, археологія, астрономія та інші багатогалузеві й досить спеціалізовані напрями наукової і практичної діяльності людей. Кожен із цих напрямів, у свою чергу, має численні розгалуження. В кожній галузі сучасної техніки радіоелектроніка дає потужний поштовх для дійсно нового рівня розвитку. Це зумовлено насамперед високою швидкістю, точністю та чутливістю її елементної бази — електронних приладів. З їх допомогою досить просто і з дуже високим коефіцієнтом корисної дії (ККД) окремі види енергії перетворюють на електричну і навпаки. різноманітні електричні давачі і вимірювальні пристрої дають змогу з високою точністю вимірювати, реєструвати, регулювати різні неелектричні величини.

Інтегральні електронні пристрої відрізняються малими масою і габаритами, високою надійністю, зниженим споживанням енергії, меншою вартістю, груповою автоматизованою технологією виготовлення компонентів і пристроїв, застосуванням САПР при конструюванні та підготовки виробництва. Інтегральні ЕП проектується на нових принципах схемотехніки – мікросхемотехніки, в основі якої закладена мікроелектроніка. Таким чином, дана тема дипломної роботи є дійсно актуальною.

Метою написання дипломної роботи є дослідження методів проектування електронних цифрових систем зв'язку.

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						6
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

РОЗДІЛ 1

ЕЛЕКТРИЧНІ СИГНАЛИ ЯК НОСІЇ ІНФОРМАЦІЇ

1.1 Характеристика сигналу

В даний час на практиці широко використовуються різного роду сигнали. Розглянемо безпосередньо поняття «сигнал».

Отже, сигнал – це фізична величина, яка буде показувати передане повідомлення. В якості таких величин можуть виступати струм, напруга, електромагнітне поле, світловий потік і ін. Іншими словами, сигнал виступає як матеріальний носій інформації.

При теоретичних дослідженнях використовують математичні моделі сигналів. У найзагальнішому вигляді математична модель сигналу являє собою функцію $s(t)$ аргументу часу t .

Слід зазначити, що математична модель не враховує конкретну фізичну природу сигналу. Однею і тієї ж математичною моделлю може бути описано зміну в часі і напруги, і інтенсивності світлового потоку, і напруженості електромагнітного поля.

Всі сигнали як фізичні процеси є матеріальними і описуються речовими функціями. Разом з тим, при теоретичних дослідженнях часто зручно описувати сигнали комплексними функціями.

Варто зазначити, що вид функції $s(t)$ визначає форму сигналу.

Як функція часу сигнал може бути визначений як на кінцевому, так і на нескінченному інтервалі часу. Реальні сигнали завжди кінцеві. якщо сигнал $s(t)$ визначений на інтервалі $[0, T_C]$. В такому випадку величина T_C називається тривалістю сигналу. Такі сигнали отримали назву фінітних сигналів. При теоретичному аналізі сигнал може бути визначений як на нескінченному $[-\infty, \infty]$, так і на напівнескінченному $[0, \infty]$ інтервалі часу.

					МРН.171.071.015	Арк.
						7
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

Оскільки сигнал є матеріальним носієм інформації, він має енергетичні характеристики. До основних енергетичних характеристик відноситься енергія сигналу і середня потужність.

Відзначимо, що якщо $s(t)$ є зміна напруги у часі, енергія сигналу, що виділяється при навантаженні в 1 Ом має розмірність $[B^2 \cdot c]$, а середня потужність в $[B^2]$.

Таким чином, в загальному випадку сигнал характеризується формою, тривалістю, енергією і середньою потужністю.

Зміна сигналу в часі може відбуватися не випадковим (детермінованим), або випадковим чином. Відповідно до цього сигнали підрозділяються на детерміновані і випадкові.

До детермінованих сигналів відносяться сигнали, значення яких в будь-який момент часу t повністю відомі. Детермінованим сигналом, наприклад, є гармонійне коливання з постійними на інтервалі $(0, T_c)$ амплітудою, частотою і початковою фазою. Детерміновані сигнали не переносять інформації і є допоміжними при різних перетвореннях сигналів. З іншого боку, детерміновані сигнали є зручною моделлю при аналізі радіотехнічних систем.

Випадкові сигнали - це сигнали, значення яких в будь-який момент часу точно передбачити неможливо. Математичними моделями випадкових сигналів є випадкові процеси. Власне кажучи, інформація міститься в випадкових змінах фізичних величин. З іншого боку, моделями випадкових процесів описуються і перешкоди в лінії зв'язку. Все це визначає важливість вивчення випадкових сигналів.

Сигнал $s(t)$, як уже підкреслювалося вище, являє собою величину, яка змінюється в часі і з цієї точки зору характеризується великою кількістю $\{S\}$ значень і множиною моментів часу $\{t\}$, які вона може приймати. Як множина

					МРН.171.071.015	Арк.
						8
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

$\{S\}$, так і множина $\{t\}$ може бути безперервною (континуальною) або дискретною. Покладемо ці дві ознаки в основу класифікації сигналів.

Якщо множина $\{S\}$ і $\{t\}$ є безперервними множинами, тобто в будь-який момент часу t сигнал може приймати будь-яке значення з множини $\{S\}$, то такі сигнали називають аналоговими (безперервними) сигналами. Аналогові сигнали мають місце на виході мікрофона, датчика температури або тиску і т.д.

Якщо множина $\{S\}$ безперервна, а множина $\{t\} = \{t_k\}$, $k = \overline{0, \infty}$ дискретна, тобто сигнал може приймати будь-яке значення з множини $\{S\}$ але в строго фіксовані моменти часу $t_0, t_1, \dots, t_{k-1}, t_k$, або $s_d(t) = s(t_k)$, то такі сигнали називаються дискретними.

Тут варто відмітити, що k приймає значення від 0 до ∞ . Прикладом дискретного сигналу може служити відбитий від цілі сигнал на вході приймача радіолокаційної станції.

Дійсно, моменти часу t_k визначаються часом обороту антени, а значення S сигнал може приймати будь-які, тому що ціль може мати довільне положення в просторі [1].

Якщо множина значень $\{S\} = \{S_l\}$, $l = \overline{0, L}$ дискретна, а множина моментів часу $\{t\}$ безперервна, тобто сигнал приймає строго фіксовані значення S_l в будь-який момент часу t , або $S_{KB} = s_l(t)$, то такі сигнали називаються квантовими.

До квантовиз сигналів можна віднести сигнал на виході контролера-автомата метрополітену. Число пасажирів, які проходять через контролер - автомат завжди приймає цілі значення, а значення моментів часу довільні [3].

					МРН.171.071.015	Арк.
						9
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

І, нарешті, якщо множина $\{S\} = \{S_l\}, l = \overline{0, L}$ і $\{t\} = \{t_k\}, k = \overline{0, \infty}$ дискретна, то такі сигнали $s_{\Pi}(t) = s_l(t_k)$ називаються цифровими. Свою назву такі сигнали отримали з огляду на те, що значення S_l сигналу і моменти t_k часу змін значень можуть бути представлені числами натурального ряду. Прикладами цифрових сигналів можуть служити сигнали, якими обмінюються пристрої ЕОМ, сигнали телексного зв'язку та інші.

Продовжимо класифікацію сигналів. Якщо на інтервалі часу $(0, T_C)$ сигнал описується однією елементарної функцією часу, то такий сигнал називається простим (елементарним) сигналом.

Якщо ж на цьому інтервалі часу сигнал описується сукупністю простих сигналів, наприклад, $s(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t)$, де $s_i(t)$ має тривалість $T_{Ci} = \frac{T_C}{N}$, то такі сигнали називають складовими (або складними).

І, нарешті, в зв'язку з широким використанням цифрових сигналів в сучасних системах, зупинимося на понятті ансамблю сигналів. З огляду на те, що в цифрових системах число значень первинних сигналів $s(t)$ обмежена, для їх передачі можна використовувати кінцеве число сигналів $u(t)$.

Сукупність таких сигналів утворює ансамбль сигналів. Найважливішою характеристикою ансамблю сигналів є його обсяг M , тобто число сигналів, що входять в ансамбль. Від цього показника залежить інформативність кожного сигналу окремо і ансамблю в цілому, здатність протистояти перешкодам, час доведення повідомлень до одержувача тобто все те, що визначає ефективність радіотехнічної інформаційної системи.

І на закінчення відзначимо, що поняття ансамблю сигналів може бути поширена і на сукупність ансамблю сигналів.

При побудові радіотехнічних систем виникають завдання аналізу і синтезу радіотехнічних сигналів. Сутність аналізу полягає в тому, що досліджуваний

					МРН.171.071.015	Арк.
						10
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

об'єкт розбивається на складові частини, після чого проводиться їх дослідження. Стосовно радіотехнічних сигналів, при аналізі досліджуваній сигнал описується сукупністю інших простіших сигналів з добре вивченими властивостями. Таке уявлення дозволяє, з одного боку, складне завдання перетворення досліджуваного сигналу радіотехнічними пристроями звести до завдань перетворення відомих сигналів, а з іншого боку, - досить ефективно вирішувати завдання синтезу сигналів із заданими властивостями.

Як уже підкреслювалося вище, в загальному випадку сигнал $s(t)$ описується функцією часу, що дозволяє розглядати сигнал як процес, що розвивається в часі. Тому уявлення сигналу $s(t)$ складної форми сукупністю простих сигналів, також описуються функціями часу, отримало назву динамічного або тимчасового уявлення.

У теорії радіотехнічних сигналів для динамічного подання використовуються наступні елементарні функції: функція знака $sign(t)$ (Сігнум-функція), одинична функція $u_{ed}(t)$ (Функція включення, функція Хевісайда), дельта-функція $\delta(t)$ (Функція Дірака) і прямокутний імпульс з одиничною висотою $rect(\frac{t}{\tau_u})$.

Динамічний діапазон D_c — це відношення максимальної миттєвої потужності сигналу до мінімальної, що забезпечує задану якість передачі інформації. Найчастіше динамічний діапазон виражають в логарифмічних одиницях — децибелах (дБ):

$$D_c = 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{\min}}. \quad (1.1)$$

Наприклад, динамічний діапазон для мовлення становить 30...35 дБ, а для музики у виконанні симфонічного оркестру — 70...80 дБ.

Проміжок часу, протягом якого передається сигнал, називається тривалістю сигналу T_c

					МРН.171.071.015	Арк.
						11
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

Добуток цих основних параметрів сигналу визначає його обсяг.

$$V_c = \Delta F_c D_c T_c. \quad (1.2)$$

Обсяг сигналу можна визначити також через швидкість передачі інформації. Кількісно інформацію виражають у спеціальних одиницях — бітах. Один біт — це кількість інформації, яку містить один розряд двійкового цифрового коду. Швидкість передачі інформації виражають в бітах за секунду і позначають Літерою C . Отже, обсяг сигналу

$$V_c = C T_c. \quad (1.3)$$

Сигнали передаються на відстань за допомогою сукупності технічних засобів, яка називається каналом зв'язку. Це може бути двопровідна, кабельна, оптична, радіорелейна, супутникова або якась інша лінія зв'язку зі своєю приймально-передавальною апаратурою. Кожен канал зв'язку має свої технічні параметри: смугу пропускання, динамічний діапазон та швидкодію. Щоб передати сигнал по каналу зв'язку без утрат інформації, його параметри треба узгодити з параметрами цього каналу. Такі дії над сигналом виконуються в перетворювачах, які докладно розглядаються в спеціальній теорії зв'язку.

1.2 Характеристика сигналів повідомлення

Сигнали повідомлення такі як: електричні сигнали мови, сигнали музики або сигнали зображення є випадковими неперіодичними функціями часу. Для спрощеного аналізу їх вважають складними періодичними детермінованими сигналами, що задовольняють вимоги теореми Фур'є.

Будь-який періодичний сигнал $S(t)$ з частотою $F_1 = \frac{1}{T_1}$ і кутовою частотою

$\Omega_1 = 2\pi F_1$ при розвиненні в ряд Фур'є має вигляд

$$S(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\Omega_1 t + b_n \sin n\Omega_1 t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\Omega_1 - \varphi_n), \quad (1.4)$$

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						12
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

де $a_0 = \frac{1}{T_1} \int_{t_1}^{t_2} S(t) dt$ — середнє значення сигналу за період, або постійна

складова;

$$a_n = \frac{2}{T_2 - \frac{T}{2}} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S(t) \cos n\Omega_1 t dt, \quad n=0,1,2,3,\dots; \quad b_n = \frac{2}{T_2 - \frac{T}{2}} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S(t) \sin n\Omega_1 t dt, \quad ,$$

$n=0,1,2,3,\dots$; $A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ — модуль амплітуди кожної гармошки;

$$\varphi_n = \arctg \frac{b_n}{a_n} \text{ — модуль її фази.}$$

Ці величини A_n і φ_n називають *спектром функції $S(t)$* , який згідно з (1.4) є лінійчастим і складається з окремих гармонік (спектральних ліній), що відповідають частотам $\Omega_1, 2\Omega_1, 3\Omega_1, \dots$. Для повної характеристики сигналу треба знати також фазу кожної гармоніки.

Спектри функції зображують у вигляді двох спектральних діаграм, одна з яких називається амплітудно-частотним спектром, а інша — фазочастотним.

Математичні перетворення спрощуються, якщо перейти від тригонометричної до комплексної форми запису ряду Фур'є:

$$S(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{A}_n e^{jn\Omega_1 t}, \quad (1.5)$$

$$\text{де} \quad \dot{A}_n = A_n e^{-j\varphi_n} = a_n - jb_n = \frac{2}{T_2 - \frac{T}{2}} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S(t)' e^{-jn\Omega_1 t} dt$$

Згідно з комплексною формою запису будують векторні діаграми.

На них модуль A_n та початкову фазу φ_n сигналу відкладають в полярних координатах у якусь фіксовану мить і вказують напрямок та кутову швидкість обертання вектора навколо полюса. Обидва способи опису сигналів є адекватними і вибір одного з них визначається зручністю використання його в заданих умовах або дидактичними вимогами до унаочнення навчання.

У практиці радіоелектронних вимірювань часто використовують періодичну послідовність прямокутних імпульсів (рис. 1.1, а). Спектр такого

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						13
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

сигналу є амплітудою E , періодом T і тривалістю імпульсів τ_n згідно з (1.4) має вигляд (рис. 1.1, б)

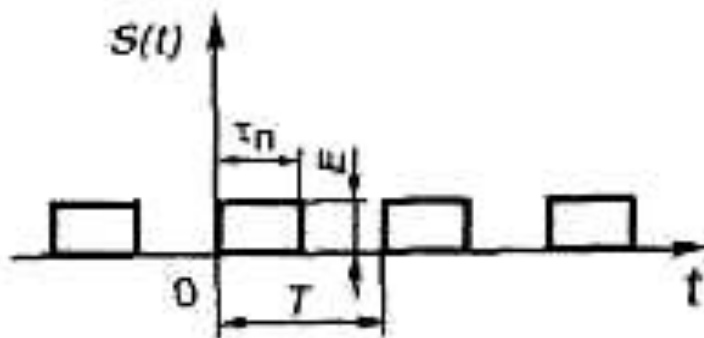
$$S(t) = \frac{E\tau_n}{T} + \frac{2E}{\pi n} \sum_{n=1}^{\infty} \sin n\pi \frac{\tau_n}{T} \cos(n\Omega t - \varphi_n). \quad (1.6)$$

Як бачимо, здобутий після розвинення в ряд Фур'є функції $S(t)$ спектр — дискретний з частотами, кратними частоті повторення імпульсів.

Амплітуди складових спектра, що відповідають частотам $\frac{1}{\tau_n}, \frac{2}{\tau_n}, \frac{3}{\tau_n}, \dots$, дорівнюють нулю, а при переході через ці точки фази складових спектра змінюються на 180° із збільшенням номерів гармонік амплітуди їх поступово спадають.

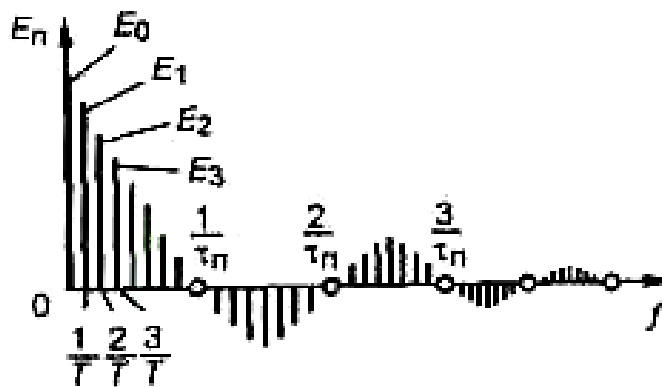
Розглянемо окремий випадок, коли $\tau_n = \frac{T}{2}$, $U = \frac{E}{2}$, а вісь часу проходить симетрично відносно графіка сигналу (рис. 1.1, в). Такий сигнал називається меандром. Для нього (рис. 1.1, г)

$$\frac{a_0}{2} = 0; \quad a_n = 0; \quad b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} U(t) \sin n\Omega t dt = \frac{4U}{n\Omega_1 T} \left(1 - \cos \frac{n\Omega_1 T}{2} \right). \quad (1.7)$$

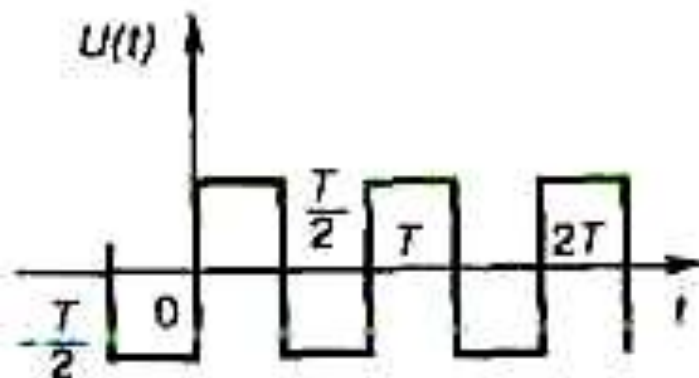


а

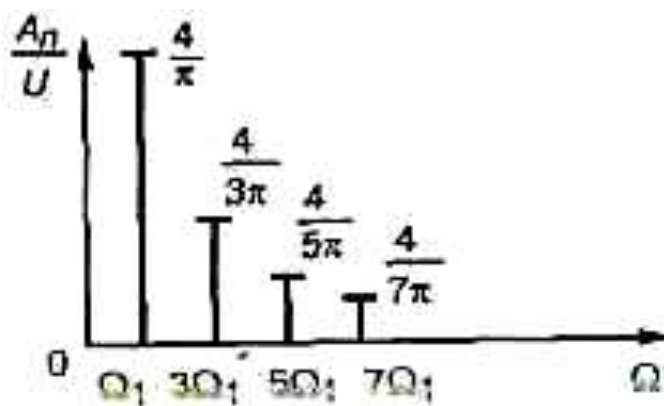
					МРН.171.071.015	Арк.
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		14



6



6



2

Рисунок 1.1 - Приклади сигналів у вигляді прямокутних імпульсів (а) і меандру (в) та їхні амплітудно-частотні спектри (б, г)

Зважаючи на те, що $\Omega_1 = 2\pi$, маємо

					МРН.171.071.015	Арк.
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		15

$$b_n = \frac{2U}{n\pi}(1 - \cos n\pi) = \begin{cases} 0 & \text{при } n = 0, 2, 4, \dots; \\ \frac{4U}{n\pi} & \text{при } n = 1, 3, 5, \dots \end{cases}$$

Підставивши значення коефіцієнта b_n в (1.4), будемо мати

$$U(t) = \frac{4U}{\pi} \left(\sin \Omega t + \frac{1}{3} \sin 3\Omega t + \frac{1}{5} \sin 5\Omega t + \dots \right). \quad (1.8)$$

Для неперіодичного дискретного сигналу можна ввести припущення, що він періодичний, але з $T \rightarrow \infty$.

У такому випадку коефіцієнти a_n і b_n зменшуються, а кількість гармонічних складових зростає до нескінченності і дискретний спектр перетворюється в суцільний. Обвідна такого суцільного спектра за формою повністю збігається з обвідною лінійчастого спектра періодичного сигналу, але масштаби цих обвідних різні [3].

Отже, для дослідження властивостей радіоелектричних кіл краще користуватись лабораторним устаткуванням, наприклад генераторами електричних кіл. У них можна змінювати плавно і східчасто амплітуди і частоти (період, тривалість) сигналів.

Отже, для дослідження властивостей радіоелектричних кіл краще користуватись лабораторним устаткуванням, наприклад генераторами електричних кіл

У залежності від діапазонів частот промисловість випускає лабораторні генератори низьких, високих і надвисоких частот, а в залежності від форми сигналів — генератори гармонічних, прямокутних сигналів і сигналів спеціальної форми. У сучасних генераторах установлення параметрів сигналів здійснюється в цифровій формі.

1.3 Багатоканальна передача інформації

					МРН.171.071.015	Арк.
						16
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

Аналогові і цифрові сигнали повідомлення використовують лінії зв'язку для одночасної передачі лише одного повідомлення. Такий зв'язок називається одноканальним. Якщо потрібно передати декілька повідомлень потрібно використати багатоканальний режим, для цього інформацію перед передачею ущільнюють. Існує два способи ущільнення інформації: ущільнення за часом і частотне ущільнення.

У простому гармонічному коливанні

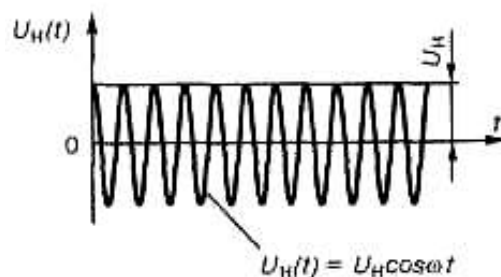
$$U(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi) \quad (1.9)$$

Ми можемо змінювати три незалежних параметри це - амплітуда U_m , частота ω і фаза φ . В такому разі отримуємо амплітудну (АМ), частотну (ЧМ) і фазову (ФМ) модуляції. Якщо необхідно використовувати імпульсні і кодові сигнали, в такому разі необхідно використати інші, складніші види модуляції.

Амплітудна модуляція була запропонована з самого початку процесу розвитку радіоелектроніки як найпростіший вихід у вирішенні проблеми багатоканальності.

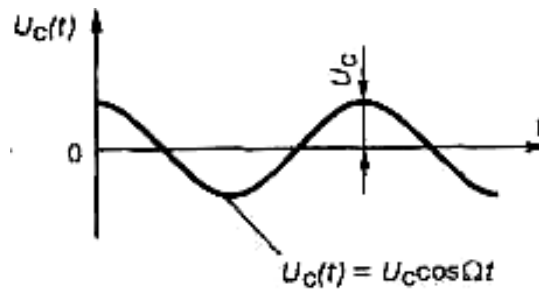
Якраз амплітуда модуляція і розглядається в шкільній програмі з фізики при вивченні принципів радіозв'язку.

Визначимо які властивості має АМ на спрощеній моделі: це носійне високочастотне гармонічне коливання з частотою ω (рис.1.2, а) модулюється детермінованим гармонічним тональним коливанням з частотою Ω (рис.1.2, б).

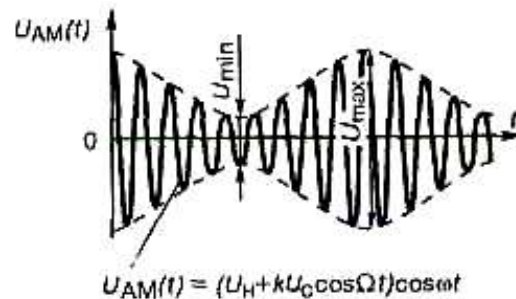


а

					МРН.171.071.015	Арк.
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		17



б



в

Рисунок 1.2 - Спрощена графічна модель амплітудно-модульованого сигналу

Задля спрощення математичних обчислень розглянемо парну косинусоїдну функцію без початкової фази [4]

$$\begin{aligned}
 U_{AM}(t) &= (U_H + kU_C \cos \Omega t) \cos \omega t = \\
 &= U_H \left(1 + \frac{kU_C}{U_H} \cos \Omega t \right) \cos \omega t = U_H (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t, \quad (1.10)
 \end{aligned}$$

де k — коефіцієнт пропорційності; $m = \frac{\Delta U_H}{U_H} = \frac{kU_C}{U_H}$ — коефіцієнт АМ, що дорівнює відношенню максимальної зміни амплітуди модульованого сигналу до його середнього значення.

Якщо спростити цей вираз використовуючи тригонометричну тотожність отримаємо

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)] \text{ легко спрощується до виразу}$$

					МРН.171.071.015	Арк.
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		18

$$U_{AM}(t) = U_H \cos \omega t + \frac{mU_H}{2} \cos(\omega - \Omega) + \frac{mU_H}{2} \cos(\omega + \Omega). \quad (1.11)$$

Для практичного визначення коефіцієнта модуляції з осцилограми (рис. 1.2, в) зручно користуватися таким виразом:

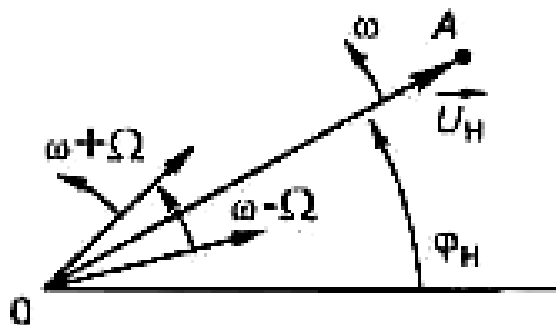
$$m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}. \quad (1.12)$$

Виходячи з (1.11), напруга сигналу який модулюється є сума трьох високочастотних гармонічних коливань. Одне з них — носійне з частотою ω ; інші два розташовуються симетрично відносно носійного коливання на осі частот, відповідно вище і нижче нього на частоту Ω .

Такі коливання мають назву бічних складових модульованого сигналу. Амплітуда бічних коливань не може перевищувати половини амплітуди носійного коливання, тому що згідно з (1.12) коефіцієнт модуляції не може бути більшим за 1. Якщо модульовальний сигнал має кілька складових, то відповідно бічні частоти перетворюються на бічні смуги з симетричними лінійчастими спектрами. В решті решт, якщо модулювати сигнал реальним випадковим сигналом смуги бічних частот будуть суцільними (рис.1.3).

З більш научної точки зору амплітудно-модульований сигнал можемо розглядати як векторну діаграму

На ній в полярній системі координат при довільній початковій фазі φ_n відкладають вектор \vec{U}_n , який відповідає амплітуді носійного коливання. Стрілка показує, що цей вектор обертається з кутовою швидкістю ω навколо полюса [5].



a

					МРН.171.071.015	Арк.
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		19

Таким чином кутова модуляція називається частотною (ЧМ) або фазовою (ФМ) відповідно, залежно від того яка частина фази коливань змінюється згідно за законом сигналу повідомлення

Припустимо, що миттєва частота носійного коливання змінюється за законом [6]

$$\omega(t) = \omega_H + \omega_D \cos \Omega t, \quad (1.14)$$

де ω_D — девіація частоти, яка відповідає максимальному відхиленню частоти ω від носійної частоти ω_H .

Тоді повна фаза частотно-модульованих коливань

$$\psi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \int_0^t (\omega_H + \omega_D \cos \Omega t) dt = \omega_H t + \frac{\omega_D}{\Omega} \sin \Omega t, \quad (1.15)$$

тобто частотно-модульоване коливання описується рівнянням

$$U_{\text{чм}}(t) = U_H \cos \left(\omega_H t + \frac{\omega_D}{\Omega} \sin \Omega t \right) = U_H \cos(\omega_H t + m \sin \Omega t), \quad (1.16)$$

де $m = \frac{\omega_D}{\Omega}$ — індекс кутової модуляції, що характеризує максимальне відхилення фази коливань.

Після тригонометричних перетворень (1.16) дістанемо

$$U_{\text{чм}} \approx U_H \cos(m \sin \Omega t) \cos \omega_H t - U_H \sin(m \sin \Omega t) \sin \omega_H t \quad (1.17)$$

Видно, що частотно-модульований сигнал складається з двох амплітудно-модульованих коливань. Тому для знайти його спектр потрібно визначити спектри функцій $\cos(m \sin \Omega t)$ та $\sin(m \sin \Omega t)$. Однак ці функції не є лінійними, тому є неможливим просте перенесення спектра $\psi(t)$ на носійну частоту. В такому випадку краще розглянути два окремих випадки: з малим індексом кутової модуляції ($m \ll 1$) сигналу і великим його значенням ($m > 1$).

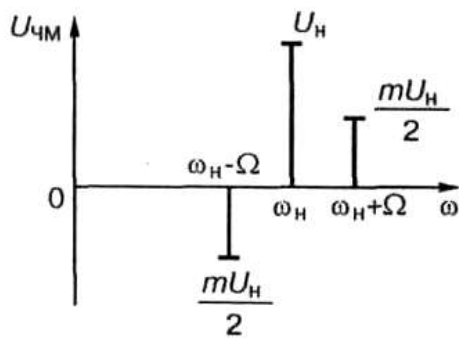
При $m \ll 1$ маємо

$$\cos(m \sin \Omega t) \approx 1; \sin(m \sin \Omega t) \approx m \sin \Omega t. \quad (1.18)$$

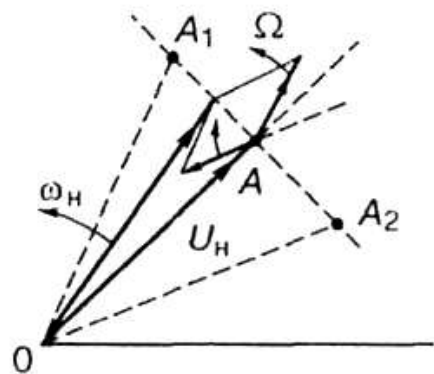
З урахуванням цих наближених значень функцій після тригонометричних перетворень (1.17) дістанемо

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						21
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

$$U_{\text{ЧМ}}(t) \approx U_H \cos \omega_H t + \frac{mU_H}{2} \cos(\omega_H + \Omega)t - \frac{mU_H}{2} \cos(\omega_H - \Omega)t \quad (1.19)$$



a



б

Рисунок 1.4 - Векторне подання частотно-модульованого сигналу при малому індексі модуляції

Як видно цей вираз абсолютно точно повторюється з виразом (1.11). Отже, можемо стверджувати, що при малих m спектр колювання з ЧМ відрізняється від спектра колювання з АМ лише фазою для нижньої бічної частоти (рис.1.4, *a*). Якщо взяти до розгляду вектору діаграму (рис. 1.4, *б*), то видно, що зміна фази бічної частоти на протилежну приводить до того, що вектор носійного колювання з часом змінює свою фазу колювань [7].

Для того, щоб аналізувати спектральний склад сигналу при $m > 1$ необхідно скористатися теорією бесселевих функцій і розвинути вирази (1.18) в ряди за цими функціями та здобути спектр, який складається з нескінченної кількості бічних частот які симетричні відносно носійної. Амплітуди складових цього спектра пропорційні коефіцієнтам бесселевих функцій, мається на увазі, що вони залежать від m і порядку функцій n . Проаналізувавши це можна зрозуміти, що при великих m значення коефіцієнтів бесселевих функцій за межами $(2m+1)\Omega$ різко прямують до нуля, тому можна обмежитися шириною спектра, близькою до повної смуги девіації, тобто $\Delta\omega \approx 2m\Omega = 2\omega_d$

					МРН.171.071.015	Арк.
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		22

Таким чином завдяки розширенню спектрального складу сигналу, якість сигналу який передається значно посилюється за допомогою кутової модуляції; отже її можна здійснити лише з надвисокочастотними носійними сигналами. Щодо векторної діаграми (рис. 1.4, б), бачимо як утворюється паразитна АМ сигналу, але на якість передачі інформації вона ніяк не впливає, оскільки її легко усунути амплітудним обмеженням сигналу.

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						23
<i>Змн.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ Докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		

РОЗДІЛ 2

ПРИНЦИПИ ПРОЕКТУВАННЯ ПРИЙМАЧІВ ЦИФРОВОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ

2.1 Структурна схема організації каналу зв'язку

Структурна схема об'єднання каналу зв'язку та джерела повідомлення і приймача показані на рис.2.1.

У цій схемі присутня апаратура приєднання (АП) і апаратура обробки (АО). Апаратура приєднання служить для передачі ВЧ сигналів від апаратури на передавальному кінці для передачі сигналів від проводів до апаратури ущільнення на приймальному кінці [8].

Апаратура обробки служить для відділення по високій частоті, до яких підключається апаратура приєднання, від решти мережі високої напруги. Апаратура обробки і приєднання в деяких випадках утворює єдину електричну схему.

Ділянка каналу зв'язку від виходу приймача апаратури ущільнення на одному кінці каналу до входу приймача цієї апаратури на іншому кінці називається високочастотним трактом.

Перетворення низькочастотних сигналів в високочастотні на передавальному кінці і зворотне перетворення на приймальному кінці виконується в апаратурі ущільнення.

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						24
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

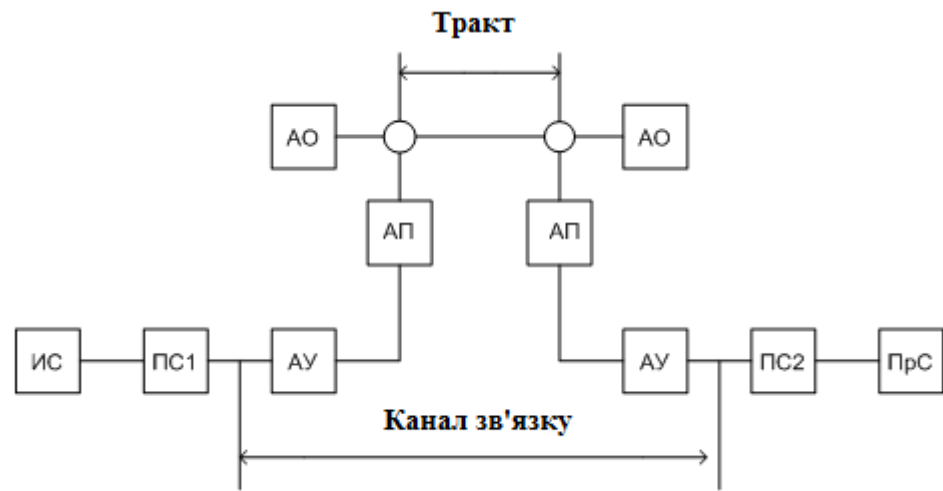


Рисунок 2.1 - Структурна схема організації каналу зв'язку

2.2 Можливість використання каналів ВЧ зв'язку

Можливість використання каналів ВЧ зв'язку для передачі того чи іншого виду інформації визначається його характеристиками.

Ці характеристики можна розділити на чотири основні категорії: які пов'язані з спотвореннями сигналів які були передані, з дальністю дії каналу зв'язку, з електромагнітною сумісністю з іншими системами зв'язку і з надійністю каналу зв'язку.

Характеристики які пов'язані зі спотвореннями переданих сигналів.

Смуга ефективно переданих частот-ширина спектра низьких частот, в межах якого забезпечується передача первинних сигналів.

Частотна характеристика - залежність напруги на виході приймача від частоти сигналу, що передається при постійній напрузі цього сигналу на вході апаратури ущільнення. Частотна характеристика головним чином визначається характеристиками фільтрів апаратури ущільнення і частково - характеристиками апаратури обробки і приєднання, а також лінійного тракту.

Розбіжність частот в каналі - різниця частот сигналів на вході і виході каналу зв'язку.

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		25

Амплітудна характеристика- залежність напруги на виході каналу від напруги на його вході. Від лінійності амплітудної характеристики залежить ступінь нелінійних спотворень.

Коефіцієнт нелінійних спотворень- це відношення діючого напруження всіх гармонік сигналу на виході каналу зв'язку до діючого значенням сумарного сигналк в тих же точках при подачі на вхід каналу напруги первинного сигналу синусоїдальної форми.

Рівень власних шумів апаратури- рівень перешкод на виході приймача, коли на вхід приймача каналу не подається напруга первинного сигналу і немає перешкод, обумовлених лінійним трактом. [8]

Характеристики, пов'язані з дальністю дії каналу зв'язку.Мінімально допустиме відношення сигнал / перешкода на вході ВЧ приймача - в смузі частот, яку займає даними каналом в лінійному тракті.

Загасання - максимально припустиме загасання лінійного тракту, при якому на виході каналу зв'язку (на виході приймача) забезпечується необхідне для даного призначення каналу зв'язку відношення сигнал / перешкода. Визначається як [9]:

$$A_{\text{перекр}} = P_{\text{пер}} - P_{\text{пр, min}} \quad (2.1)$$

де $P_{\text{пер}}$ - рівень передачі ВЧ сигналу для цього каналу;

$P_{\text{пр, min}}$ - мінімально допустимий рівень прийому, який визначається рівнем лінійних перешкод приймача і відношенням сигнал/шум на вході приймача, необхідним для передачі даного виду інформації з необхідною якістю.

Чутливість приймача - мінімальне значення рівня сигналу, при якому на виході приймача забезпечується нормальна потужність низькочастотного сигналу.

Електромагнітна сумісність з іншими каналами ВЧ визначається захищеністю від впливу з боку інших каналів зв'язку і рівень впливу даного каналу на інші канали зв'язку.

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						26
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

Електричні перешкоди є в будь-якому каналі зв'язку. Вони є основним чинником, що обмежує дальність передачі інформації через те, що сигнали, що приймаються приймачем, спотворюються перешкодами. Для того щоб спотворення не виходили за межі, допустимі для даного виду інформації, має бути забезпечено певне перевищення напруги сигналу над напругою перешкоди на виході приймача.

Для каналів с УВЧ зв'язком сама лінія є джерелом сильних перешкод. Через це ступінь перешкод на виході приймачів цих каналів обумовлений в основному такими перешкодами, які прибувають на вхід приймача з лінійного тракту. Такі перешкоди можемо розділити на дві основні категорії - перешкоди нормального експлуатаційного режиму і перешкоди, що виникають при аваріях і комутаційних операціях енергетичного обладнання.

При нормальному експлуатаційному режимі перешкоди обумовлені в основному явищем коронування проводів, а також розпірок на розщеплених фазах і арматури апаратів високої напруги .

При досить великій напруженості поля у поверхні проводів у разі лінійного проводу відбуваються електричні розряди з дроту в навколишній простір.

Кожен такий розряд називається коронним розрядом, а явище в цілому - коронування проводів або просто короною [10].

Виникнення коронного розряду пояснюється тим, що при великій напруженості поля, наявні в повітрі вільні електрони розганяються під дією сил електричного поля до великої швидкості і при зіткненні з молекулами повітря іонізують їх.

При іонізації вивільняються нові електрони, які теж розганяються полем і іонізують інші молекули, і т.д.

Цей процес призводить до утворення електронної лавини.

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						27
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

З віддаленням від проводу напруженість поля зменшується і лавина загасає. Видима корона пов'язана з великою кількістю таких лавин. Іонізація повітря викликає світіння і тріск, а рух заряду в полі- електричний струм.

При збільшенні напруженості поля кількість точок коронування зростає. Коли напруженість поля досягає певного для лінії даної конструкції значення, окремі імпульси зливаються в загальний розряд, званий загальною короною. Загальна корона на лінії провокую величезні втрати електроенергії. Тим самим при проектуванні відстані між дротами та типами дротів обирають так, щоб максимальна напруженість поля на дротах E_{max} була менша від напруженості поля E_0 , при якій виникає загальна корона (у разі лінії передачі).

Окремі імпульси місцевої корони називаються стримерами, і тому така корона часто називається стримерною. Стримерні імпульси є генераторами ВЧ і радіоперешкод, створюваних лінією електропередачі [11].

Джерела стримерного розрядів зазвичай знаходяться на відстані декількох метрів один від іншого (до десяти). Кожне джерело створює один - три стримерних імпульси за проміжок промислової частоти, а саме 50 - 150 імпульсів в секунду. Кожний стримерний розряд наводить в проводах імпульси струму, що поширюються в обидва боки від точки коронування.

Вплив атмосферних умов. Рівень перешкод в сильній мірі залежить від атмосферного тиску, вологості повітря і його забрудненості, наявності опадів, температури і інших чинників. Більш за все рівень перешкод зростає при інтенсивності дощу до 1 - 2 мм / год.

Подальше зростання інтенсивності дощу не призводить до збільшення рівня перешкод. При ожеледі і паморозі збільшується генерація перешкод, але їх рівень на вході ВЧ приймача зростає незначно, а для трактів по тросах може навіть зменшитися через збільшення загасання модальних каналів. Тому проектуванні каналів ВЧ зв'язку (по ВЛ) можливість збільшення рівня перешкод при ожеледі або паморозі не враховується.

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						28
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

РОЗДІЛ 3

ПРОЕКТУВАННЯ ПРИЙМАЧА ЕЛЕКТРОННОЇ ЦИФРОВОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ

3.1 Розробка структурної схеми

Розробка структурної схеми включає наступні операції:

1. Визначення числа ступенів (каскадів) приймача, потужності кожного з них, а також характеру і режиму роботи (посилення модульованих коливань, анодна або анодно-екранна модуляція, немодульовані коливання і т.п.).

2. Вибір типу і кількості ЕП для кожного ступеня приймача відповідно до наближених значень їх потужності і номінальної потужності ЕП.

3. Вибір збудника, виходячи із заданого діапазону робочих частот і вимог до стабільності несучої частоти (задамося діапазоном частот 117-135 МГц).

4. Вибір основних параметрів джерел живлення (напруга, тип випрямляча).

Потужність вихідної ступені приймача визначається величиною потужності в фідері (антени) $P_a = 50 \text{ Вт}$ і коефіцієнтом корисної дії вихідної коливальної системи $\eta_{вкс}$.

З урахуванням ККД вихідної коливальної системи $\eta_{вкс} = (0,75 \dots 0,9)$ і пристрою складання потужностей $\eta_{сл.} = (0,8 \dots 0,9)$ визначимо номінальну потужність вихідної ступені:

$$P_{ном} \geq \frac{P_a}{\eta_{вкс} \eta_{сл}} = \frac{60}{0,8 \cdot 0,85} = 88,23 \text{ Вт} \quad (3.1)$$

Потужність кожного каскаду, починаючи з передостаннього, визначається орієнтовно шляхом послідовного розподілу вихідної потужності на коефіцієнт посилення K_p кожного ступеня.

За умовами експлуатації зазвичай допускається зниження вихідної потужності в два рази. Якщо передбачається робота з пониженням потужності до 50%, то:

					МРН.171.071.015	Арк.
						29
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

$$\frac{P_{ав}}{P_n} = \frac{(N-1)^2}{N^2} \geq 0,5 \Rightarrow N^2 - 2N + 1 \geq 0,5N^2, \text{ тоді } 0,5N^2 - 2N + 1 \geq 0 \text{ або } N^2 - 4N + 2 \geq 0, \text{ звідки } N \geq 3.41 \quad (3.2)$$

Так як отримане значення не є цілим, то округлимо його в більшу сторону. Отже, необхідно, щоб розроблюваний приймач містив чотири модулі.

Перевіримо отриманий вираз:

$$\frac{P_{ав}}{P_n} = \frac{(N-1)^2}{N^2} = \frac{(4-1)^2}{4^2} = 0,56 \geq 0,5$$

Отже, розрахунок виконаний вірно і зниження кількості модулів до трьох буде недоцільним, так як

$$\frac{P_{ав}}{P_n} = \frac{(N-1)^2}{N^2} = \frac{(3-1)^2}{3^2} \leq 0,5$$

Отже, потужність кожного модуля буде дорівнювати (при врахуванні того, що всі модулі мають однакову потужність):

$$P_{ном(n)} = \frac{P_{ном}}{N} = \frac{88,23}{4} = 22,06 \text{ Вт} \quad (3.3)$$

Для збільшення ККД модуля використовуємо стокову модуляцію в ключовому режимі. Стічна модуляція здійснюється в крайовому каскаді приймача, відрізняється високою ефективністю, досить лінійною модуляційною характеристикою при високому і незмінному ККД. Недоліком стокової модуляції є необхідність в порівняно потужному модуляторі.

В кінцевих каскадах, при роботі в ключовому режимі застосовують тільки двотактні схеми, в яких завдяки симетрії роботи плечей підтримується близька до меандр форма напруги на стоках і досягається послаблення другої гармоніки на мінус (20 ... 40) дБ.

Визначимо потужність одного транзистора двотактного підсилювача (n):

$$P_{1ном(n)} = \frac{P_{ном}}{2} = \frac{22,06}{2} = 11,03 \text{ Вт} \quad (3.4)$$

На частотах до 1300МГц необхідну потужність на навантаження при напрузі $E_{ст} = 32\text{В}$ може віддати n-канальний транзистор з ізольованим затвором, виконаний по D-MOS технології BLF642 фірми Philips.

					МРН.171.071.015	Арк.
						30
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

Ця напруга вимагається, однак, тільки в максимумі модуляції. Напруга в ланцюзі стоку повинна бути не більше:

$$E_{cn} = \frac{E_{c\max}}{1+m} = \frac{32}{1+1} = 16 \text{ В} \quad (3.5)$$

Для досягнення оптимального ключового режиму, при заданій тривалості тнас, має виконуватися одне з обмежень на максимальну частоту $f_{\max} < (0,2 \dots 1,5) / 2\pi f C_{22i} R_{ek} [12]$.

Знайдемо f_{\max} відповідно до параметрів обраного транзистора:

$$f_{\max} < (0,2 \dots 1,5) \frac{P_{ном(n)/2}}{2\pi C_{22и} E_{cm}^2} = 0,5 \cdot \frac{22,06/2}{2 \cdot 3,14 \cdot 15 \cdot 10^{-12} \cdot 12^2} = 406 \text{ МГц} \quad (3.6)$$

Отже, обмеження на максимальну частоту виконується, тому остаточно задаємося даними транзистором.

В якості каскаду використовуємо двоканальний тракт на інтегральних підсилювачах МАРМ-020512-010С00, що забезпечує високий ККД, низький рівень гармонік і шуму, стійкість до самозбудження, стабільність і повторюваність параметрів виробів.

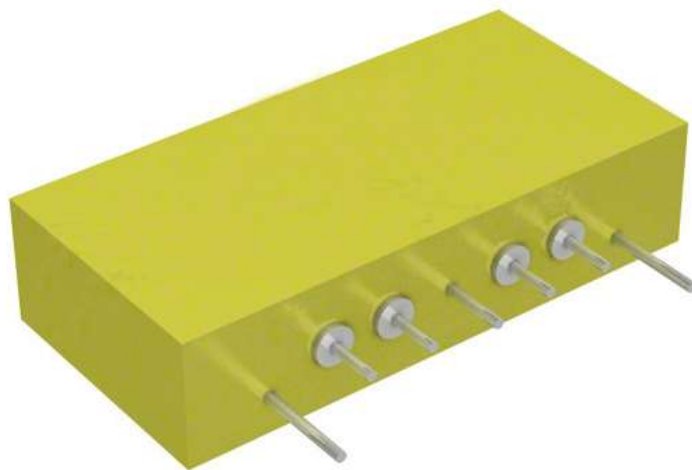


Рисунок 3.1 - Зовнішній вигляд МАРМ-020512-010С00

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		31

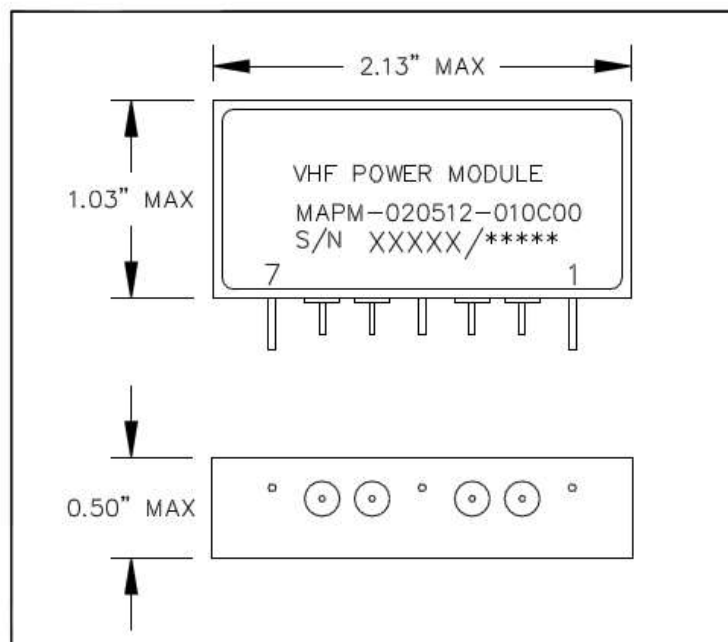


Рисунок 3.2 – схема MAPM-020512-010C00

Зробимо розрахунок потужності, яку повинен віддати підсилювач в максимальному режимі (коефіцієнт посилення K_p приймемо рівним 25):

$$P_{ном(n-1)} = \frac{n P_{ном(n)}}{\eta_o K_p(n)} = \frac{2 \cdot 22,06}{0,9 \cdot 25} = 1,96 \text{ Вт} \quad (3.7)$$

Необхідне посилення модуля за отриманим значенням потужності приймемо рівним 15дБм, що менше максимального. Тому вибір даної схеми задовільний.

Як модулятор використовуємо мікросхему УМЗЧ класу D.

Збільшення ККД підсилювачів потужності звукової частоти (УМЗЧ) - одне з важливих завдань розробника мобільних і ряду інших аналогових і цифрових пристроїв.

Найчастіше найкращим вирішенням цього завдання виявляється застосування УМЗЧ класу D. В останні роки з'явилося безліч спеціалізованих мікросхем УМЗЧ класу D з високим ККД (майже 100%) і невеликим коефіцієнтом нелінійних спотворень (помітно менше 10%).

Сучасні інтегральні УМЗЧ класу D поєднують, здавалося б, несумісне: високий ККД і низький коефіцієнт нелінійних спотворень [13].

					МРН.171.071.015	Арк.
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		32

Останнім часом в схемотехніці підсилювачів потужності (УМЗЧ) отримали розвиток два взаємовиключних напрямки:

- поліпшення суб'єктивної якості відтворення звуку, як правило, за рахунок зменшення економичності (ККД) підсилювача;
- підвищення економичності підсилювача і зменшення його розмірів при збереженні високих якісних показників.

Перший напрямок - характерне використання в вихідних каскадах УМЗЧ потужних польових транзисторів і радіоламп (Hi-End), що працюють дуже часто в режимах класу А.

Другий напрямок характерний для переносної і автомобільної звуковідтворювальної апаратури. Саме в реалізації цього напрямку широко використовуються підсилювачі класу D.

З існуючих інтегральних підсилювачів найбільш підходящими є схеми MPS MP7722 і MPS MP7731 (рисунок 3.3, рисунок 3.4).

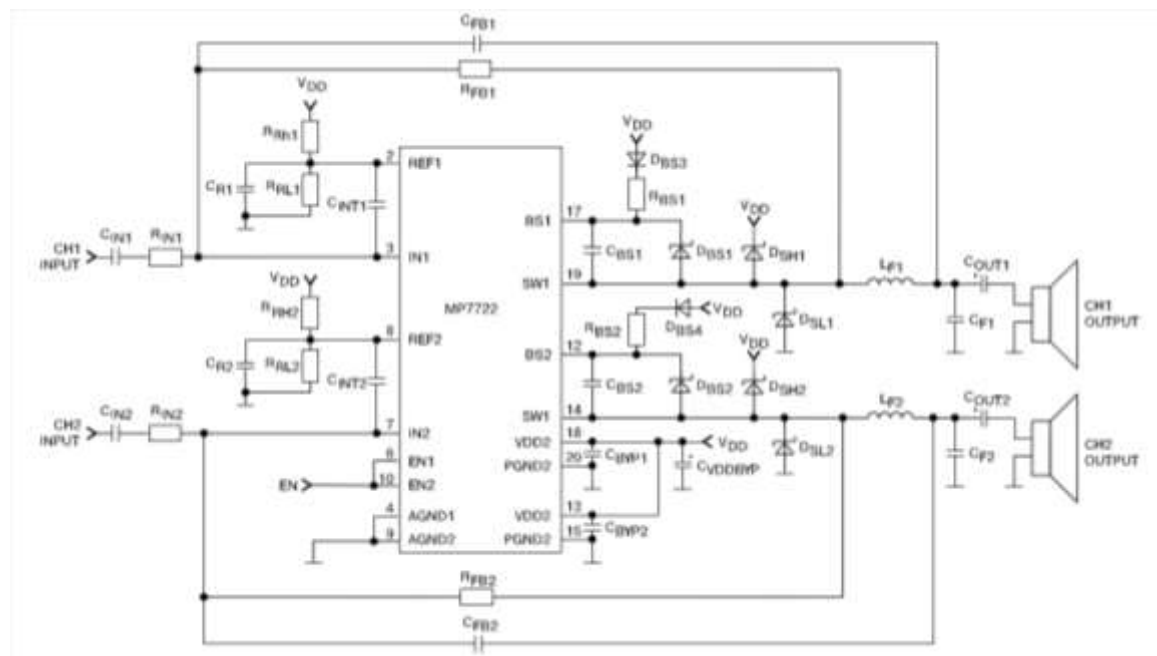


Рисунок 3.3 - Принципова схема УМЗЧ класу D на мікросхемі MP7722

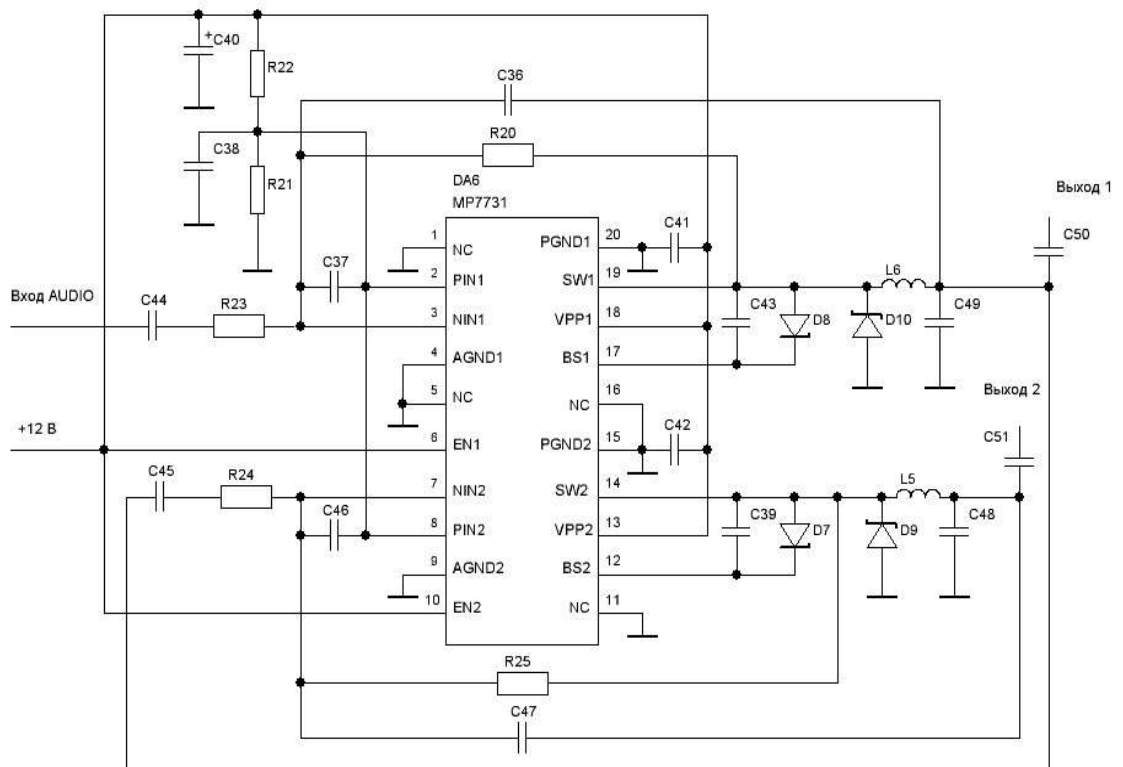


Рисунок 3.4 - Принципова схема УМЗЧ класу D на мікросхемі MP7731

Мікросхема MP7722 випускається в корпусах SOIC8 (для поверхневого монтажу) і PDIP8, які мають по 8 виводів і терморегулятори. На даній мікросхемі УМЗЧ має номінальну потужність 20 Вт при опорі навантаження відповідно 4 Ом та при напрузі живлення 24 В. Діапазон відтворюваних частот - 20 Гц 20 кГц. Цей підсилювач має ККД 90% при нелінійних спотвореннях не більше ніж 0.1% для всього діапазону частот і вихідної потужності 1 Вт (0,06 ... 0,07% для частоти 1 кГц).

Напруга живлення 7,5 ... 24 В. Також в мікросхему вбудовані два вихідних ключа на МДП-транзисторах, які ввімкнені в схемі послідовно з живленням (напівміст).

Мікросхема MP7731 випускається в корпусі TSSOP20F для поверхневого монтажу, який має 20 виводів і металеву контактну площадку зверху для теплового контакту з радіатором. Номінальна потужність УМЗЧ на мікросхемі MP7731 становить 30 Вт при опорі навантаження відповідно 4 Ом та при напрузі живлення 16 В.

Діапазон відтворюваних частот 20 Гц .. "20 кГц. ККД 90% при вихідній потужності 5 Вт. Нелінійні спотворення не більше 0,1% для всього діапазону частот при вихідній потужності 1 Вт.

Напруга живлення 7,5 -24 В. В мікросхему 'вбудовані чотири вихідних ключа на МДП-транзисторах, які включені мостом. Особливістю мостових УМЗЧ є те, що вони мають два, як правило, рівноцінних підсилюючих канали з вихідними ключами. Тобто мікросхема МР7731 містить два канали.

Як джерело живлення ЕСТ використовуємо перетворювач DC-DC для монтажу на друковану плату JTM2024S12, який за довідковими даними задовольняє всім вимогам (рисунок 3.5):

Вихідна потужність 40 Вт

Діапазони вхідної напруги 18 ... 36 В

Вбудований П-подібний фільтр на вході

Вихідна напруга живлення з номінальним значенням 12В

Коефіцієнт корисної дії від 92%

Частота перетворення 350 кГц

Гальванічна розв'язка вихідних ланцюгів харчування від шин джерела вхідних електроенергії - 1500 В

Діапазон робочих температур від -40 до + 100 ° С

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						35
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		



Рисунок 3.5 - Зовнішній вигляд JTM2024S12

Визначимося з типом резонансного ключового генератора. Для підвищення ефективності генератора необхідно, щоб при проходженні струму через активний елемент напруга на його електродах була близькою до 0.

При гармонійній формі напруги це можливо лише при досить "вузькому" імпульсі струму, а значить при відносно малій потужності генератора. Щоб отримати від генератора номінальну потужність (тобто при "широкому" імпульсі струму) необхідно відповідним чином змінити форму вихідної напруги. Ця ідея була реалізована в ключових режимах, які отримали умовну назву клас "D" і "E".

Для режиму класу "D" характерна "прямокутна" форма або вихідної напруги, або струму, або напруги і струму одночасно. При цьому, як правило, використовується кут відсічення 90° і двухтактна схема генератора [12].

Варіанти поєднання вихідних напруг і струмів в генераторах класу "D" представлені на рисунку нижче.

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						36
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

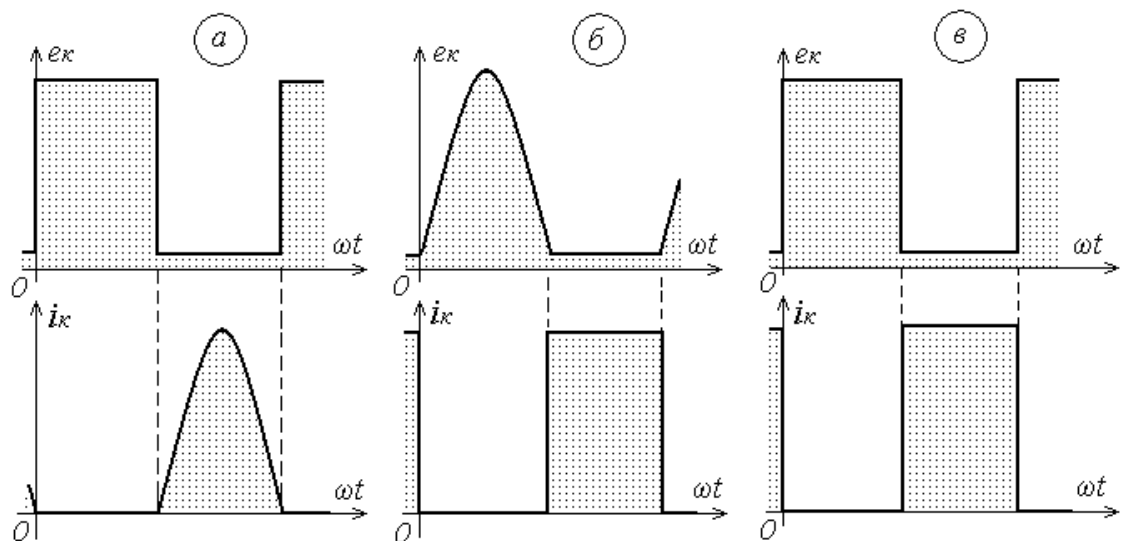


Рисунок 3.6 - Хвильові діаграми струмів і напруг в режимах класу "D"

Генератор, відповідний варіанту рис. 3.6. а, іноді називають перемикачем напруги (ПН); варіанту 3.6.б - перемикачем струму (ПС); варіанту 3.6.в- перемикачем струму і напруги (ПСН).

На практиці застосування знайшли варіанти "а" і "в". Зокрема, режим аналогічний ПН реалізується в схемі послідовного резонансного інвертора (ключовий генератор з послідовним фільтруючим контуром).

Ми будемо застосовувати тип генератора з перемиканням напруги, який, у порівнянні з перемикачем струму забезпечує високу надійність роботи транзисторів (рисунок 3.7).

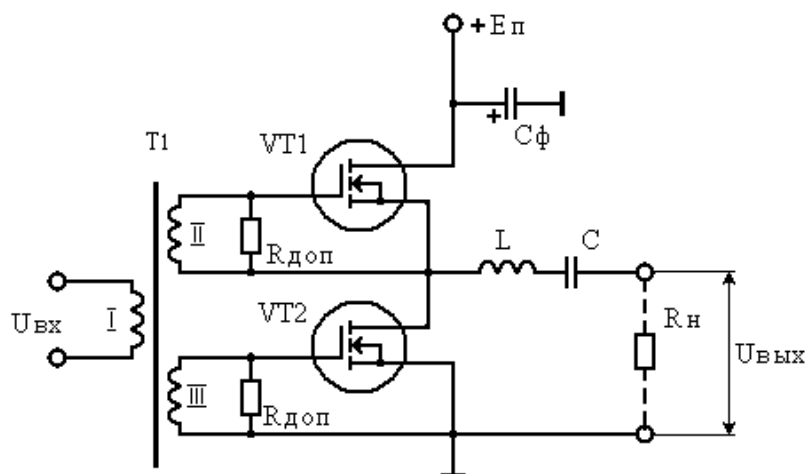


Рисунок 3.7 - Принципова схема вихідного модуля приймача

На рисунку 3.7 приведена схема генератора з перемиканням напруги з найпростішою коливальною системою у вигляді послідовного LC - контуру, на транзисторах одного типу провідності при послідовному живленні від джерела напруги $E_n = 2E_c$.

В даній схемі, за рахунок почергового відмикання транзисторів, напруга на їх стоках набуває форму близьку до прямокутної.

Цими коливаннями в контурі LCR, при досить високій його добротності збуджується гармонійний струм. Напівхвилі струму по черзі протікають через транзистори, а залишкова напруга на відкритих транзисторах (з амплітудою $e_{ост}$) повторює форму імпульсів струму (рисунок 3.8).

Перевагою такої схеми є також можливість порушення напругою гармонійної форми.

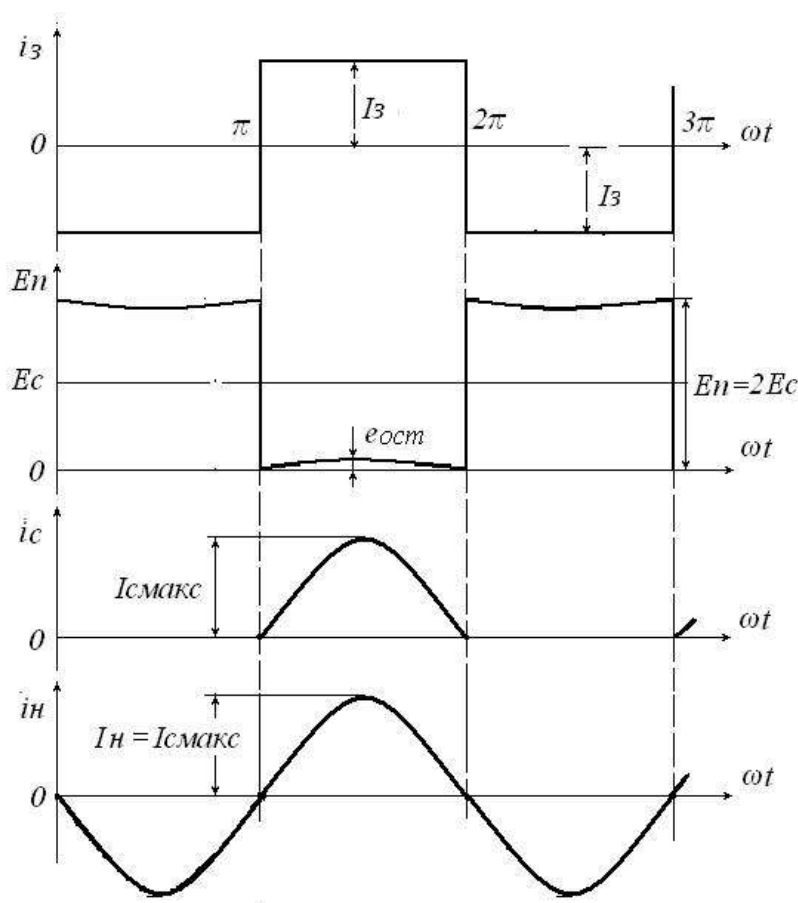


Рисунок 3.8 - Ідеалізовані тимчасові діаграми послідовного резонансного інвертора.

3.2 Розрахунок максимального режиму генератора

Розрахунок вихідний ступені приймача будемо виконувати відповідно до методики, запропонованої в [5].

Для початку визначимо потужність комутативних втрат в транзисторі за формулою:

$$P_{ком} = \frac{1}{2} f_v E_{с,макс}^2 C_{си}, \quad (3.8)$$

де $E_{с,макс}$ - напруга живлення;

$C_{си}$ - значення вихідної ємності

Значення вихідної ємності в свою чергу визначимо за формулою:

$$C_{си} = C_{си}^* \sqrt{E_{си}^* / E_{с,макс}} = 15 \cdot 10^{-12} \cdot \sqrt{\frac{32}{24}} = 15 \sqrt{1,33} = 17,29 \cdot 10^{-12} \Phi \quad (3.9)$$

Отже, потужність комутативних втрат:

$$P_{ком} = \frac{1}{2} \cdot 137 \cdot 10^6 \cdot 24^2 \cdot 17,29 \cdot 10^{-12} = 0,682 \text{ Вт}$$

Для двотактних ключових генераторів з послідовним резонансним контуром, допоміжні коефіцієнти α , ν , χ залежать від тривалості етапу насичення.

Для одночасного досягнення максимальних значень потужності P_1 , ККД і K_r слід вибирати $t_{нас} = \pi$. Відповідні розрахункові коефіцієнти наведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 - Розрахункові коефіцієнти

$t_{нас}$	$\alpha 0 = 1 / \pi$	$\alpha 1 = 1/2$	$\nu 0 = \pi / 4$	$\nu m = \pi / 2$	$\chi 0$	χm	$\chi 1$
1800	0,3185	0,5	0,785	1,571	0	0	1

Обмеження на номінальну потужність визначимо за формулою:

$$P_{1ном(n)} \leq (\eta - \eta^2) \frac{\alpha_1}{2\gamma_0(\chi_0 + \gamma_0\chi_1)} \frac{E_c^2}{r_{нас}} \quad (3.10)$$

У цій формулі прийнемо коефіцієнт $\eta = 0,9$, $R_{нас} = 0,3$.

$$P_{1ном(n)} \leq (0,9 - 0,9^2) \cdot \frac{0,5}{2 \cdot 0,785 \cdot (0 + 0,785 \cdot 1)} \cdot \frac{12^2}{0,3} = 17,53 \text{ Вт}$$

$$P_{1ном(n)} = 11,03 \text{ Вт} < 17,53 \text{ Вт} \quad (3.11)$$

Умова виконується, розрахунок виконаний вірно.

Розрахуємо електронний ККД з урахуванням втрат на опорі $R_{нас}$:

$$\eta_{эр} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8\gamma_0(\chi_0 + \gamma_0\chi_1)}{\alpha_1} \frac{r_{нас}}{E_{сн}^2} P_{1ном(n)}} \quad (3.12)$$

$$\eta_{эр} = 0,5 + 0,5 \cdot \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 0,785 \cdot (0 + 0,785 \cdot 1)}{0,5} \cdot \frac{0,3}{12^2} \cdot 11,03} = 0,939$$

Потужність, споживана від джерела живлення в номінальному режимі з втратами на опорі $R_{нас}$:

$$P_{0ном} = P_{1ном(n)} / \eta_{эр} = 11,03 / 0,939 = 11,74 \text{ Вт} \quad (3.13)$$

Потужність втрат на опорі $R_{нас}$ транзистора визначимо за формулою:

$$P_r = (1 - \eta_{эр}) P_{0ном} = 0,553 \text{ Вт} \quad (3.14)$$

Потужність транзистора, споживана від джерела живлення з урахуванням втрат на опорі $R_{нас}$ і комутативних втрат:

$$P_0 = P_{1ном(n)} + P_r + P_{ком} = 11,03 + 0,553 + 0,682 = 12,265 \text{ Вт} \quad (3.15)$$

Отже, електронний ККД при обліку всіх втрат:

$$\eta_{э} = \frac{P_{1ном(n)}}{P_0} = \frac{11,03}{12,265} = 0,90 \quad (3.16)$$

Постійна складова струму стоку в максимальному режимі:

$$I_{c0} = \frac{P_0}{E_c} = \frac{12,265}{12} = 1,022 \text{ А} \quad (3.17)$$

Значення струму стоку відповідно до запропонованої методики не повинно перевищувати гранично допустимого в максимальному режимі:

					МРН.171.071.015	Арк.
						40
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

$$I_{c0\max} = \frac{I_{c0}}{\alpha_0} \leq I_{c.\text{дон}} \quad (3.18)$$

$$I_{c0\max} = \frac{1,022}{0,3185} = 3,208 \text{ A} < 9 \text{ A}$$

Як бачимо, умова виконується, розрахунок виконаний вірно.

Перша гармоніка струму стоку:

$$I_{c1} = I_{c0\max} \alpha_1 = 3,208 \cdot 0,5 = 1,604 \text{ A} \quad (3.19)$$

Напруга на стоці транзистора:

$$U_{cm} = \frac{2P_{1\text{ном}(n)}}{I_{c1\max}} = \frac{2 \cdot 11,03}{1,604} = 13,75 \text{ B} \quad (3.20)$$

Еквівалентний опір навантаження в ланцюзі стоку транзистора в номінальному режимі визначимо за формулою:

$$R_{\text{эк1}} = \frac{\alpha_0}{\alpha_1 \gamma_0} \left[1 - (\chi_0 + \gamma_0 \chi_1) \frac{r_{\text{нас}}}{\alpha_0} \frac{I_{c0}}{E_{cn}} \right] \frac{E_c}{I_{c0}} \quad (3.21)$$

$$R_{\text{эк1}} = \frac{0,318}{0,5 \cdot 0,785} \left[1 - (0 + 0,785 \cdot 1) \frac{0,3}{0,318} \cdot \frac{1,022}{12} \right] \cdot \frac{12}{1,022} = 8,91 \text{ Ом}$$

Потужність в режимі несучої частоти:

$$P_{1m} = \frac{P_{1\text{ном}(n)}}{(1+m)^2} = \frac{11,03}{(1+1)^2} = 2,75 \text{ Вт} \quad (3.22)$$

$$P_{0m} = \frac{P_0}{(1+m)^2} = \frac{12,265}{(1+1)^2} = 3,06 \text{ Вт} \quad (3.23)$$

Потужність розсіювання є різниця:

$$P_{c.m} = P_{0m} - P_{1m} = 3,06 - 2,75 = 0,31 \text{ Вт} \quad (3.24)$$

Визначимо струми:

$$I_{1m} = \frac{I_{c1\max}}{1+m} = \frac{1,604}{1+1} = 0,8 \text{ A} \quad (3.25)$$

$$I_{0m} = \frac{I_{c0\max}}{1+m} = \frac{3,208}{1+1} = 1,604 \text{ A} \quad (3.26)$$

Середня потужність в режимі модуляції:

$$P_{1cp} = P_{1m}(1 + 0,5m^2) = 2,75 \cdot (1 + 0,5) = 4,125 \text{ Вт} \quad (3.27)$$

$$P_{0cp} = P_{0m}(1 + 0,5m^2) = 3,06 \cdot (1 + 0,5) = 4,59 \text{ Вт} \quad (3.28)$$

Середня потужність розсіювання як модуляції:

$$P_{c.cp} = P_{0cp} - P_{1cp} = 4,59 - 4,125 = 0,465 \text{ Вт} \quad (3.29)$$

Амплітуда напруги на затворі (каналі):

					МРН.171.071.015	Арк.
						41
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

$$U_{кан} = \frac{I_{c1} \left(1 + \frac{R_{эк1}}{R_i}\right)}{S\alpha_1(\theta)} = \frac{1,604 \cdot \left(1 + \frac{11,32}{160}\right)}{3,3 \cdot 0,5} = 1,04 \text{ В} \quad (3.30)$$

Напряга зсуву на затворі:

$$E_{zu} = E_{zu.отс} - U_{кан} \cos \theta = 2,5 - 1,04 \cos 90^\circ = 2,5 \text{ В} \quad (3.31)$$

Максимальна напруга на затворі:

$$\pm E_{zu.max} = E_{zu} \pm U_{кан} < E_{zu.дон} \quad (3.32)$$

$$\pm E_{zu.max} = 2,5 \pm 1,04 < 11 \text{ В}$$

Умова виконується, розрахунок напруги на затворі виконаний вірно

Амплітуда струму затвора:

$$I_3 = \frac{\chi 2\pi f C_{кан} \left(1 + \frac{R_{эк1}}{R_i}\right) I_{c1}}{S\alpha_1(\theta)}; \quad (3.33)$$

$$\chi = 1 + \left[\alpha_1(\theta) S \frac{R_{эк1} R_i}{R_{эк1} + R_i} + 1 \right] \frac{C_{эс}}{C_{кан}}; \quad (3.34)$$

$$\chi = 1 + \left[0,5 \cdot 3,3 \cdot \frac{11,32 \cdot 160}{11,32 + 160} + 1 \right] \cdot \frac{0,84}{15} = 2$$

Підставляємо числові значення і знаходимо амплітуду струму затвора:

$$I_3 = \frac{2 \cdot 6,28 \cdot 137 \cdot 10^6 \cdot 15 \cdot 10^{-12} \cdot \left(1 + \frac{11,32}{160}\right) \cdot 1,604}{3,3 \cdot 0,5} = 0,027 \text{ (А)}$$

Визначимо параметри $L_{вх.oi}$, $r_{вх.oi}$ і $C_{вх.oi}$

$$L_{вх.oi} = L_3 + \frac{L_u}{\chi} = 1,5 \cdot 10^{-9} + \frac{0,6 \cdot 10^{-9}}{2,0} = 1,8 \cdot 10^{-9} \text{ Гн} \quad (3.35)$$

$$r_{вх.oi} = r_3 + \frac{1}{\chi} \left[r_{кан} + r_u + \frac{L_u}{C_{кан}} S \gamma_1(\theta) \right]; \quad (3.36)$$

$$r_{вх.oi} = 0,8 + \frac{1}{2} \cdot \left[1 + 1,5 + \frac{0,6 \cdot 10^{-9}}{15 \cdot 10^{-12}} \cdot 3,3 \cdot 0,5 \right] = 34,4 \text{ Ом}$$

$$C_{вх.oi} = \frac{\chi C_{кан}}{1 + r_u S \alpha_1(\theta)} = \frac{2,0 \cdot 15 \cdot 10^{-12}}{1 + 1,5 \cdot 3,3 \cdot 0,5} = 8,8 \cdot 10^{-12} \text{ Ф} \quad (3.37)$$

Резистивну і реактивну складові вхідного опору визначимо за формулами:

$$r_{вх} = r_{вх.oi} = 34,4 \text{ Ом}$$

$$\chi_{вх} = 2\pi f L_{вх.oi} - \frac{1}{2\pi f C_{вх.oi}}; \quad (3.38)$$

Підставляємо числові значення:

					МРН.171.071.015	Арк.
						42
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

$$x_{ex} = 6,28 \cdot 137 \cdot 10^6 \cdot 1,8 \cdot 10^{-9} - \frac{1}{6,28 \cdot 137 \cdot 10^6 \cdot 8,8 \cdot 10^{-12}} = -130,8 \text{ Ом}$$

Вхідна потужність:

$$P_{ex} = 0,5 I_3^2 r_{ex} = 0,5 \cdot 0,027^2 \cdot 34,4 = 0,012 \text{ Вт} \quad (3.39)$$

Потужність, що розсіюється на транзисторі:

$$P_{рас} = P_0 - P_{1ном(n)} + P_{ex} = 12,265 - 11,03 + 0,012 = 1,24 \text{ Вт} \quad (3.40)$$

Коефіцієнт посилення по потужності:

$$K_p = \frac{P_{1ном(n)}}{P_{ex}} = \frac{11,03}{0,012} = 919,66 \quad (3.41)$$

$$f^* = \frac{0,1 \dots 0,3}{2\pi \sqrt{L_{ex.ou} C_{ex.ou}}} = \frac{0,2}{6,28 \sqrt{1,8 \cdot 10^{-9} \cdot 8,8 \cdot 10^{-12}}} = 253,0 \text{ МГц}$$

$$f^{**} = \frac{0,1 \dots 0,3}{2\pi r_{ex.ou} C_{ex.ou}} = \frac{0,2}{6,28 \cdot 2,06 \cdot 8,8 \cdot 10^{-12}} = 175,6 \text{ МГц}$$

На частотах $f < f^* \text{ і } f < f^{**}$, вхідний опір транзистора можна вважати ємнісним і напруга на затворі дорівнює

$$U_3 = \frac{(1 + R_{эк1}/R_i)(1 + \alpha_1(\theta) S r_u) I_{c1}}{\alpha_1(\theta) S} \quad (3.42)$$

$$U_3 = \frac{(1 + 11,32/160)(1 + 0,5 \cdot 3,3 \cdot 1,5) \cdot 1,604}{0,5 \cdot 3,3} = 3,61 \text{ В}$$

3.3 Розрахунок коливальної системи приймача

Розрахунок коливальної системи приймача будемо виконувати відповідно до методики, запропонованої в [13].

Знайдемо хвильовий опір контуру за умови, що $Q_{п.н.} = 1,5 \dots 5$ (прийmemo $Q_{п.н.} = 2,5$):

$$\rho_k = Q_{п.н.} R_{эк1} = 2,5 \cdot 11,32 = 28,3 \text{ Ом} \quad (3.43)$$

Середнє геометричне значення частоти визначимо за вихідними даними відповідно до формули:

$$f_{cp} = \sqrt{f_n f_e} = \sqrt{118 \cdot 10^6 \cdot 137 \cdot 10^6} = 127,14 \text{ МГц} \quad (3.44)$$

					МРН.171.071.015	Арк.
						43
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

Знайдемо значення елементів контуру:

$$L = \frac{\rho_k}{2\pi f_{cp}} = \frac{28,3}{6,28 \cdot 127,146 \cdot 10^6} = 35,4 \cdot 10^{-9} \text{ Гн} \quad (3.45)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_{cp} \rho_k} = \frac{1}{6,28 \cdot 127,146 \cdot 10^6 \cdot 28,3} = 44,2 \cdot 10^{-12} \text{ Ф} \quad (3.46)$$

Рівень будь-якого побічного (внеполосного) радіовипромінювання приймачів з вхідною потужністю понад 25 Вт має бути не менше ніж на 60 дБ нижче від максимального значення вхідної потужності радіосигналу. Щоб досягти цієї вимоги на виходах підсилювачів потужності встановлюють фільтруючі пристрої, в якості яких зазвичай використовуються фільтри Чебишева.

Коефіцієнт перекриття в діапазоні становить:

$$K_f = \frac{f_g}{f_n} = \frac{137 \cdot 10^6}{118 \cdot 10^6} = 1,16 \quad (3.47)$$

У прийमाх з $K_f = 1,1 \dots 1,2$ вихідну систему фільтрів можна виконати в вигляді фільтра низьких частот, що складається з Г-, П- і Т-ланцюжків, які добре забезпечують фільтрацію вищих гармонік.

У двотактних ключових генераторах з навантаженням найбільшою є 3-тя гармоніка, однак, через деяку асиметрію роботи транзисторів присутня 2-а гармоніка. Відносний рівень 2-й і 3-й гармонік напруги можна оцінювати як:

$$a_{22} \approx -(20 \dots 40) \text{ дБ}; \quad a_{23} \approx -(12 \dots 14) \text{ дБ}; \quad (3.48)$$

Мінімально допустиме загасання аф, яке має забезпечувати фільтр в смузі затримання для 3-ї гармоніки:

$$a_\phi \geq -a_{don} + a_{23} = -(-60) + (-12) = 48 \text{ дБ} \quad (3.49)$$

При заданому загасання мінімальні втрати досягаються при оптимальному числі топтL- і C-елементів:

$$m_{ont} = (0,1 \dots 0,15) a_\phi = 0,12 \cdot 48 = 5,76;$$

Отримане значення округлимо в меншу сторону і приймемо рівним

$$m_{ont} m_{ont} = 5.$$

Визначимо значення Рек коливальної системи,

$$R_{эк} = NR_{эк1} = 4 \cdot 11,3 = 45,2 \text{ Ом} \quad (3.50)$$

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						44
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

Вибір першого елемента паралельного конденсатора $C1$ або послідовної індуктивності $L1$ визначається схемою генератора.

Елементи схеми виберемо так, як показано на рисунку нижче.

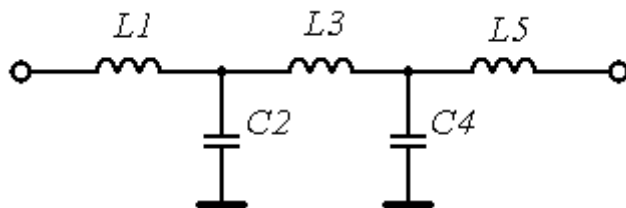


Рисунок 3.9 - ФНЧ п'ятого порядку

Відповідно до [13] зробимо розрахунок LC-елементів

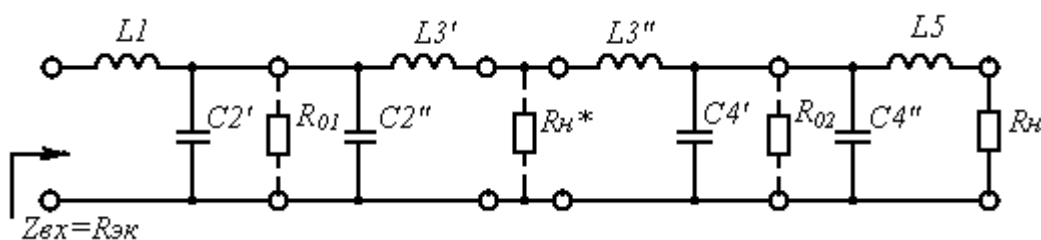


Рисунок 3.10 - Схема ВФС для розрахунку LC-елементів

У даній методиці кожен Т-ланцюжок представляється послідовним з'єднанням двох Г-ланцюжків, що трансформують навантажувальний опір послідовно R_n в R_0 , а потім R_0 в R^* н і т.д.:

$$R_n^* = \sqrt{R_{эк} R_n} = \sqrt{45,2 \cdot 50} = 47,6 \text{ Ом} \quad (3.51)$$

$$R_{01} = R_{эк} + R_n^* = 45,2 + 47,6 = 92,9 \text{ Ом} \quad (3.52)$$

$$R_{02} = R_n^* + R_n = 47,6 + 50 = 97,6 \text{ Ом} \quad (3.53)$$

$$X_{L1} = X_{L3'} = X_{C2} = R_{эк} \sqrt{\frac{R_{01}}{R_{эк}}} - 1 = 45,2 \sqrt{\frac{92,9}{45,2}} - 1 = 46,4 \text{ Ом} \quad (3.54)$$

$$X_{L3''} = X_{L5} = X_{C4} = R_n^* \sqrt{\frac{R_{02}}{R_n^*}} - 1 = 47,6 \sqrt{\frac{97,6}{47,6}} - 1 = 48,8 \text{ Ом} \quad (3.55)$$

$$L_1 = \frac{X_{L1}}{2\pi f_{cp}} = \frac{46,4}{6,28 \cdot 127,146 \cdot 10^6} = 58 \cdot 10^{-9} \text{ Гн} \quad (3.56)$$

$$L_3 = \frac{X_{L3'} + X_{L3''}}{2\pi f_{cp}} = \frac{46,4 + 48,8}{6,28 \cdot 127,146 \cdot 10^6} = 119,2 \cdot 10^{-9} \text{ Гн}$$

$$L_5 = \frac{X_{L5}}{2\pi f_{cp}} = \frac{48,8}{6,28 \cdot 127,146 \cdot 10^6} = 61 \cdot 10^{-9} \text{ Гн}$$

					МРН.171.071.015	Арк.
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		45

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{cp} X_{C2}} = \frac{1}{6,28 \cdot 127,146 \cdot 10^6 \cdot 46,4} = 26,9 \cdot 10^{-12} \Phi \quad (3.57)$$

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_{cp} X_{C4}} = \frac{1}{6,28 \cdot 127,146 \cdot 10^6 \cdot 48,8} = 25,7 \cdot 10^{-12} \Phi$$

Замість однієї з паралельних ємностей встановимо послідовний LC-контур, налаштований на 3-у гармоніку (рисунок 3.11).

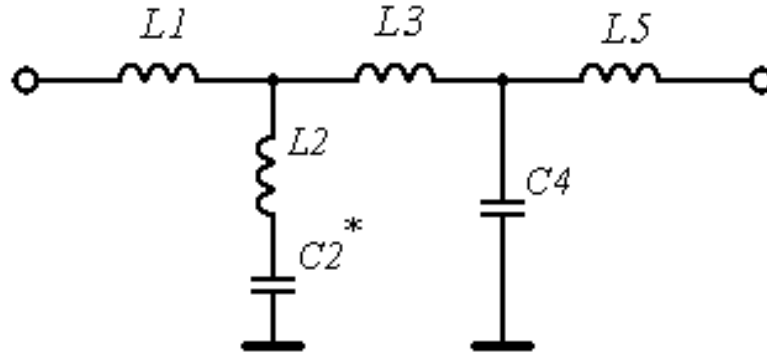


Рисунок 3.11 - Схема ВФС з додатковим LC-ланцюжком

Зробимо розрахунок додаткового контуру:

$$C_2^* = C_2 \left(1 - \frac{1}{n^2}\right) = 27 \cdot 10^{-12} \cdot \left(1 - \frac{1}{3^2}\right) = 24 \cdot 10^{-12} \Phi \quad (3.58)$$

$$L_2 = \frac{1}{n^2 (2\pi f_{cp})^2 C_2^*} = \frac{1}{3^2 \cdot (6,28 \cdot 127,146 \cdot 10^6)^2 \cdot 24 \cdot 10^{-12}} = 7,32 \text{ нГн} \quad (3.59)$$

Знайдемо ККД для кожного з двох Т-ланцюжків.

При цьому приймемо добротність котушок QL рівній 25:

$$\eta_1 = \frac{1}{\left(1 + \frac{X_{L1}}{R_{эк} Q_L}\right) \left(1 + \frac{X_{L3'}}{R_h^* Q_L}\right)} = \frac{1}{\left(1 + \frac{46,4}{45,2 \cdot 25}\right) \left(1 + \frac{46,4}{47,6 \cdot 25}\right)} = 0,924 \quad (3.60)$$

$$\eta_2 = \frac{1}{\left(1 + \frac{X_{L3''}}{R_h^* Q_L}\right) \left(1 + \frac{X_{L5}}{R_h Q_L}\right)} = \frac{1}{\left(1 + \frac{48,8}{47,6 \cdot 25}\right) \left(1 + \frac{48,8}{50 \cdot 25}\right)} = 0,924 \quad (3.61)$$

Розрахуємо потужність, яку споживає каскад в максимальному режимі (передачі) від мережі UBC = 27В.

$$P_{номр} = \frac{P_{ном(n-1)}}{\eta_{mm}} = \frac{1,96}{0,4} = 4,9 \text{ Вт}, \quad (3.62)$$

де η_{tm} - ККД транзисторного модуля.

При використанні малопотужних стабілітронів струм навантаження не повинен перевищувати (20 ÷ 30) мА. Виберемо стабілітрон 2С162А, що має параметри:

					МРН.171.071.015	Арк.
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		46

$U_{CT.HOM.} = 6,2V$; $I_{CT.HOM.} = 10 \text{ мА}$; $P_{\text{макс}} = 150\text{мВт}$ (рисунок 3.12).

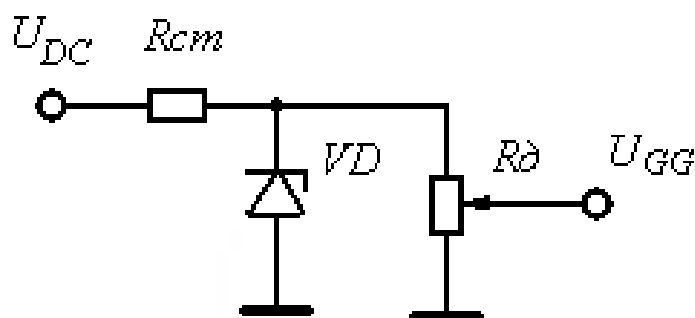


Рисунок 3.12 - Схема управління напругою зміщення

Знайдемо значення резистора R_{ct} :

$$I_D = \frac{U_{GG}}{R_D} = \frac{6,2}{20 \cdot 10^3} = 0,31 \cdot 10^{-3} = 0,31 \text{ мА} \quad (3.63)$$

$$R_{cm} = \frac{U_{DC} - U_{GG}}{I_D + I_{cm}} = \frac{12 - 6,2}{0,31 \cdot 10^{-3} + 10 \cdot 10^{-3}} = 560 \text{ Ом} \quad (3.64)$$

Розглянемо обрану мікросхему MP7731. Вона випускається в корпусі TSSOP20F для поверхневого монтажу, який має 20 виводів і металеву контактну площадку зверху для теплового контакту з радіатором.

Номінальна потужність УМЗЧ на мікросхемі MP7731 становить 30 Вт при опорі навантаження 4 Ом і напрузі живлення 16 В. Діапазон відтворюваних частот 20 Гц .. "20 кГц. ККД 90% при вихідній потужності 5 Вт. Нелінійні спотворення не більше 0,1% для всього діапазону частот при вихідній потужності 1 Вт.

Напруга живлення від 7,5 до 24 В. На дану мікросхему вбудовано чотири вихідних ключа на МДП-транзисторах, які включені мостом. Особливістю мостових УМЗЧ є те, що вони мають два, як правило, рівноцінних підсилюючих каналу з вихідними ключами, які включені півмилі.

Тобто мікросхема MP7731 містить два канали, близькі за структурою до мікросхеми MP7720. Ці канали працюють в протифазі, а навантаження підключене без розділових конденсаторів між виходами цих каналів, тому що постійна напруга на кожному з виводів виходу дорівнює половині напруги живлення. Для протифазного управління зазвичай використовується включення

					<i>MPH.171.071.015</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		47

каналів методом «ведучий - ведений» (Master - Slave), тобто обидва підсилювача включені по вхідному сигналу послідовно.

Для такого включення обидва канали повинні інвертуватися підсилювачами. Сигнал на другий канал надходить з виходу першого через дільник R1, R2 або резистор (рисунок 3.13).

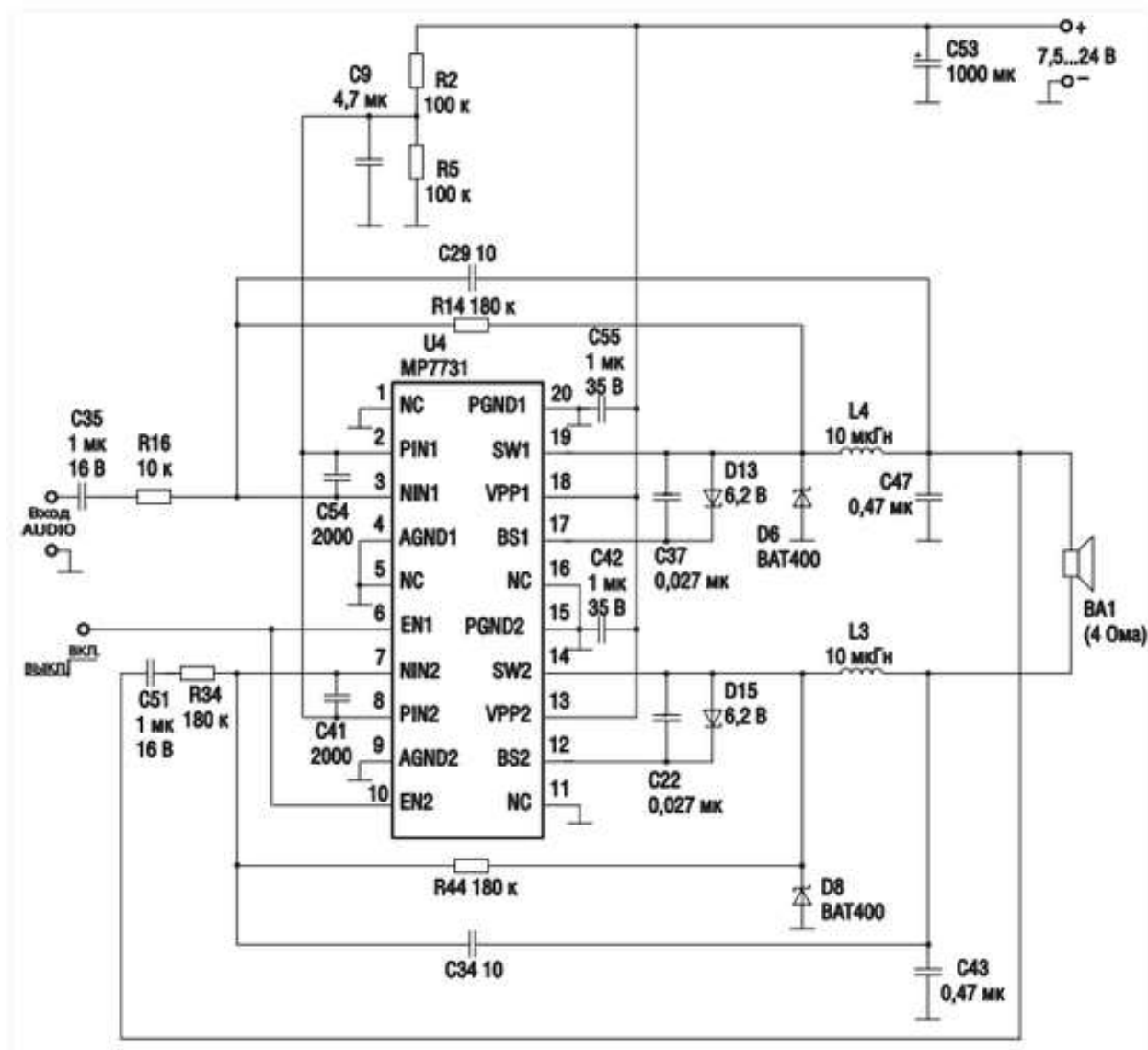


Рисунок 3.13 - Принципова схема УМЗЧ класу D на мікросхемі MP7731

					MPH.171.071.015	Арк.
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		48

Принципова схема УМЗЧ класу D на мікросхемі MP7731 зображена на рисунку 3.13., а призначення виводів цієї мікросхеми наведено в таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 - Призначення виводів мікросхеми MP7731

Номер	Позначення	Призначення
1	NC	Не використовується
2	PIN1	Неінвертуючий вхід каналу 1. Використовується як вхід напруги зсуву
3	NIN1	Інвертується вхід каналу 1
4	AGND1	Корпус аналогової частини 1
5	NC	Не використовується
6	EN1	Вхід дозволу каналу 1. Високий рівень - МС включена. Низький рівень - вимкнена
7	NIN2	Інвертується вхід каналу 2
8	PIN2	Неінвертуючий вхід каналу 2. Використовується як вхід напруги зсуву (опорного напруги)
9	AGND2	Корпус аналогової частини 2
10	EN2	Вхід дозволу каналу 2. Високий рівень - МС включена. Низький рівень - вимкнена
11	NC	Не використовується
12	BS2	Вхід ланцюга вольтодобавки каналу 2
13	VPP2	Вхід напруги живлення каналу 2 (7,5 ... 24 В)
14	SW2	Вихід каналу 2

15	PGND2	Корпус ланцюгів харчування 2
16	NC	Не використовується
17	BS1	Вхід ланцюга вольтодобавки каналу 1
18	VPP1	Вхід напруги живлення каналу 1 (7,5 ... 24 В)
19	SW1	Вихід каналу 1
20	PGND1	Корпус ланцюгів живлення 1

Напруга зсуву на неівертіруючих входах обох каналів (виводи 2 і 8), що дорівнює половині напруги живлення, формується дільником R2, R5.

Конденсатор 09 шунтує ці виводи по змінній напрузі, а конденсатори C54 і C41 задають частоти ШІМ-перетворення 1-го і 2-го каналів відповідно. Ці конденсатори повинні бути розташовані якомога ближче до виводів, біля яких вони намальовані на схемі.

C53 - конденсатор фільтра живлення, а C55 і C42 - конденсатори, які також треба розташовувати якомога ближче до висновків, біля яких вони намальовані.

Вхідний сигнал надходить на вхід каналу 1 (вивід 3) через розділовий конденсатор C35 і обмежує резистор R16.

Коефіцієнт посилення по напрузі каналу 1 мікросхеми визначається співвідношенням опорів резисторів ланцюга R14hR16, а каналу 2 - співвідношенням R44 і R34. Схема по ВЧ в каналі 1 здійснюється через конденсатор C29. а в каналі 2 - через C34.

Конденсатор C37 - це конденсатор вольтодобавки каналу 1, а C22 - конденсатор вольтодобавки каналу 2.

Вони підвищують ККД підсилювача.

Паралельно цим конденсаторам підключені стабілітрони D13 і D15 з напругою стабілізації 6,2 В.

Посилений вихідний сигнал звуку виділяється в ФНЧ на виходах каналів 1 (L4, C47) і 2 (L3, C43) і надходить на гучномовець. ФНЧ пригнічують

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						50
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

високочастотні імпульсні складові - сигналу на виходах мікросхеми і не пропускають їх в навантаження.

Діоди Шотткі D6, D8 гасять індукційні струми і викиди ЕРС, що виникають в котушках L4 і L3 в моменти перемикання вихідних ключів, коли всі вони закриваються. Ці котушки повинні бути розраховані на номінальний струм 2,6 А. Кожен з каналів має свій вхід дозволу EN1 (вивід 6) і EN2 (вивід 10).

При низькому рівні напруги на цих висновках мікросхема буде перебувати в черговому режимі, а при високому - в робочому.

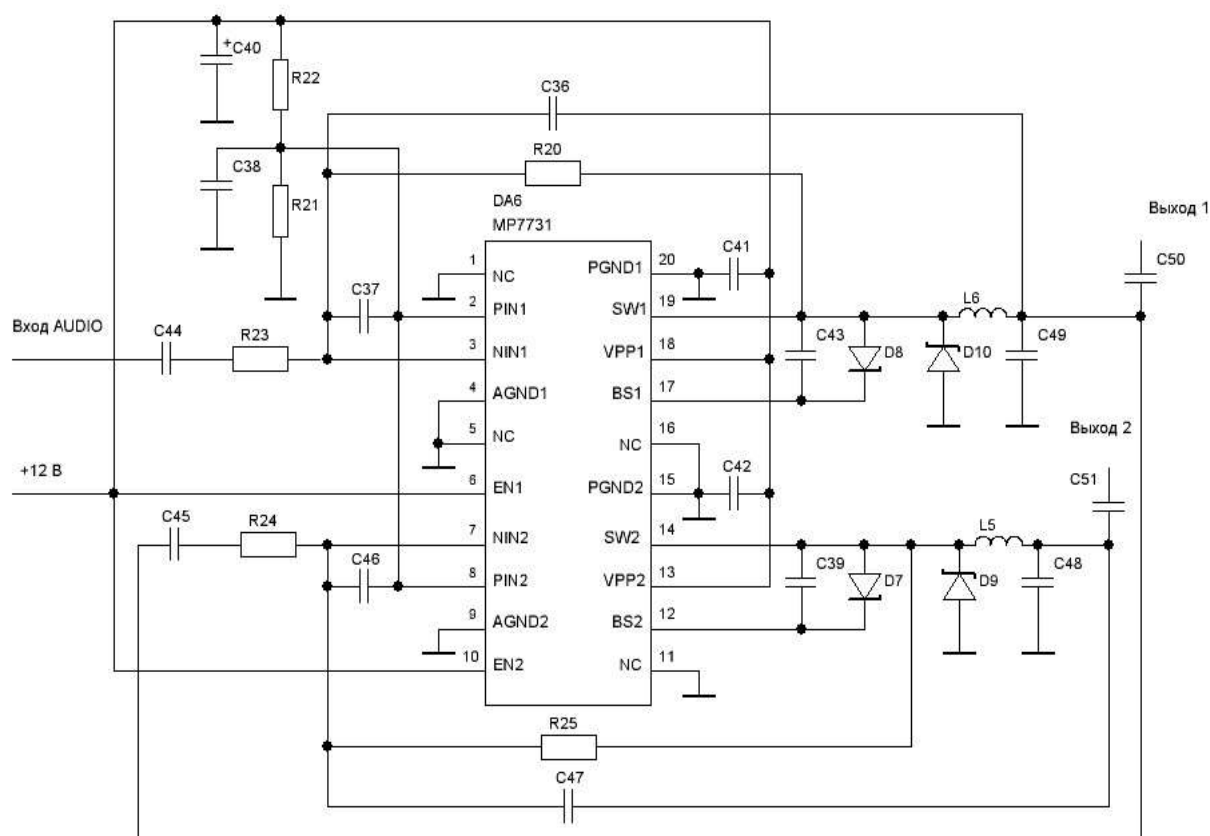


Рисунок 3.14 - Другий варіант схеми включення MP7731

3.4 Розрахунок ланцюгів узгодження

Для оптимальної роботи приймача вихідний опір попереднього каскаду повинно бути погоджено з вхідним опором наступного каскаду.

					<i>MPH.171.071.015</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		51

В якості збудника передбачається використовувати блок збудження радіостанції Орлан, його вихідний опір $R_{\text{вх}} = 50$ Ом. Для узгодження блоку порушення радіостанції з мостом поділу потужності застосуємо трансформатор Т1 (рисунок 3.15).

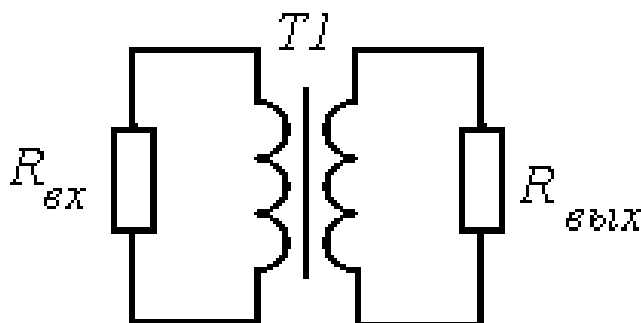


Рисунок 3.15 - Трансформатор узгодження

Коефіцієнт трансформації N визначаємо при $R_{\text{вх}} = 50$ і $R_{\text{вих}} = 100$:

$$N = \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вих}}}} = \sqrt{\frac{50}{100}} = 0,7 \quad (3.65)$$

Узгодимо другий міст ділення з каскадом крайового підсилювача. Оскільки коефіцієнт перекриття в діапазоні $K_f < 1,2$, то вхідний ланцюг каскаду можна виконати як ланцюг узгодження на середній частоті. Для цього використовуємо Г-ланцюжок (рисунок 3.16).

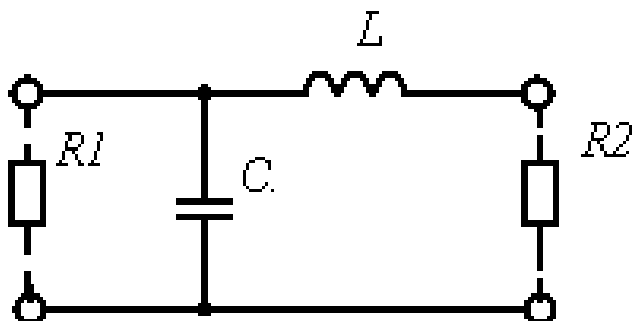


Рисунок 3.16 - Ланцюг узгодження

Вихідний опір другого моста ділення одно:

$$R_1 = \frac{50}{4} = 12,5 \text{ Ом.}$$

					МРН.171.071.015	Арк.
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		52

Вхідний опір каскаду складається з вихідного опору транзистора $R_{вх}$ і додаткового опору $R_{доп}$. Тоді вхідний опір вузла одно:

$$R_2 = R_{ex.ок} = \frac{r_{ex}R_{дон}}{r_{ex}+R_{дон}} = \frac{34,4 \cdot 15}{34,4+15} = 10,44 \text{ Ом} \quad (3.66)$$

Знайдемо значення ємності та індуктивності:

$$X_L = R_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1} = 10,44 \sqrt{\frac{12,5}{10,44} - 1} = 4,63 \text{ Ом} \quad (3.67)$$

$$|X_C| = \frac{R_1}{\sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1}} = \frac{12,5}{\sqrt{\frac{12,5}{10,44} - 1}} = 28,15 \text{ Ом} \quad (3.68)$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f_{cp}} = \frac{4,63}{6,28 \cdot 127,146 \cdot 10^6} = 5,7 \cdot 10^{-9} = 6,1 \text{ нГн}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_{cp} X_C} = \frac{1}{6,28 \cdot 127,146 \cdot 10^6 \cdot 28,15} = 120,9 \cdot 10^{-12} \approx 120 \text{ пФ}$$

Знайдемо ККД для Г-ланцюжка, прийнявши добротність котушки $Q_L = 30$:

$$\eta_{uc} = \frac{1}{\left(1 + \frac{X_L}{R_2 Q_L}\right)} = \frac{1}{\left(1 + \frac{4,86}{10,44 \cdot 30}\right)} = 0,985 \quad (3.69)$$

Використовуємо мостові схеми на трансформаторах з магнітним зв'язком між обмотками і коефіцієнтом трансформації 1: 1 (рисунок 3.17).

Розрахуємо опір навантаження для моста першого моста ділення :

$$R_{\delta 1} = R_{ex1} = 2R_{н1} = 2 \cdot 50 = 100 \text{ Ом}$$

Розрахуємо опір навантаження для моста другого моста ділення:

$$R_{\delta 2} = R_{ex2} = 4R_{н2} = 4 \cdot 12,5 = 50 \text{ Ом}$$

Розрахуємо опір навантаження для моста складання. Вхідні опору R і баластні опори R_{δ} , рівні еквівалентному опору в ланцюзі стоку транзистора $R_{ек1} = 11,3 \text{ Ом}$.

$$R_{\delta} = R = R_{эк1} = 11,3 \text{ Ом};$$

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						53
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

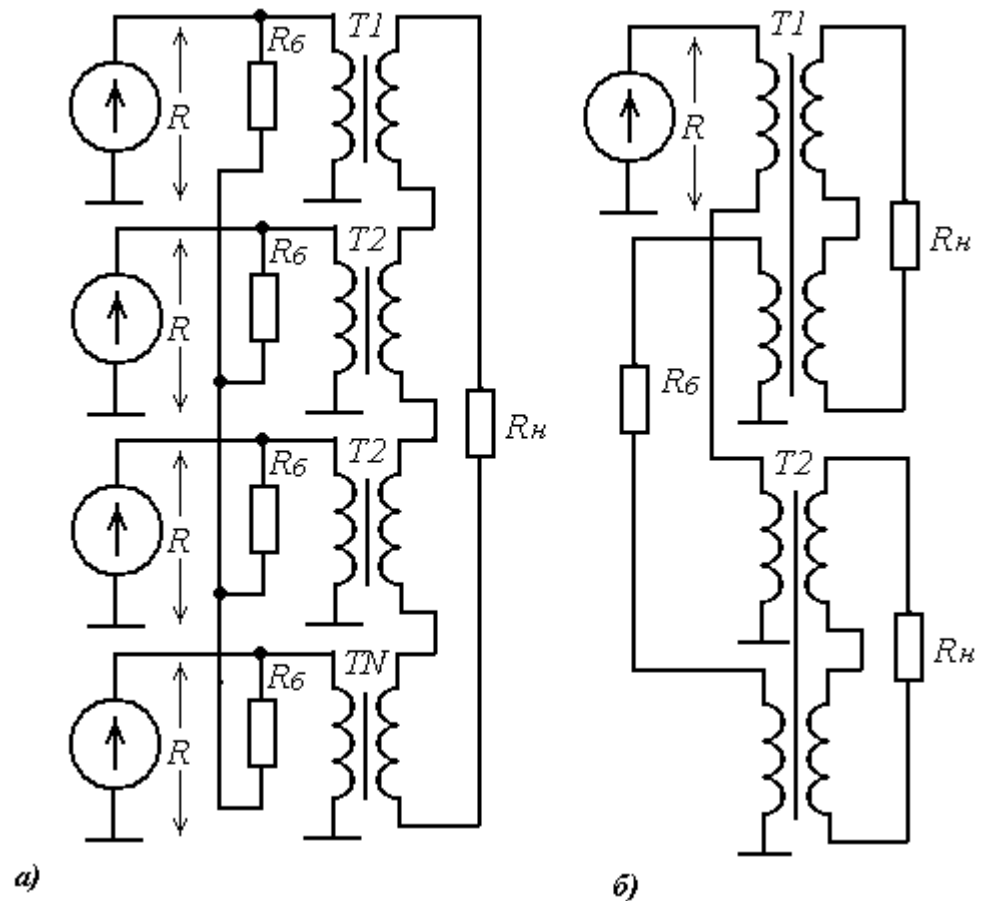


Рисунок 3.17 - трансформаторні мости складання а)
і ділення б) потужностей

У номінальному режимі на R_6 потужність не розсіюється. При відхиленнях від нього на R_6 починає розсіюватися частина потужності генераторів, причому найгірший режим, коли не працюють три генератора з чотирьох і на R_6 виділяється найбільша потужність.

3.5 Розрахунок надійності приймача

Розрахунок надійності приймача будемо виконувати за схемою нижче.

Надійність визначається надійністю його елементів і їх числом m :

$$T_o^{-1} = \sum_{i=1}^m \lambda_{\text{эл}i} \quad (3.70)$$

де $\lambda_{\text{ел}i}$ - інтенсивність відмови елемента i з урахуванням умов його роботи в приймачі;

m - час напрацювання на відмову.

					МРН.171.071.015	Арк.
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		54

$$T_o^{-1} = \lambda_o + \lambda_{предв} + \lambda_{ц.с.} + \lambda_{м.д.} + \lambda_{м.с.} + \lambda_m + \lambda_k + \lambda_{вфс} \quad (3.71)$$

де λ_o - інтенсивність відмов елементів вихідного каскаду;

$\lambda_{предв}$ - інтенсивність відмов елементів передвихідного каскаду;

$\lambda_{ц.с.}$ - інтенсивність відмов елементів ланцюгів узгодження;

$\lambda_{м.д.}$ - інтенсивність відмов елементів мостів ділення;

$\lambda_{м.с.}$ - інтенсивність відмов елементів мостів складання;

λ_m - інтенсивність відмов елементів модулятора;

λ_k - інтенсивність відмов елементів конвертора напруги;

$\lambda_{вфс}$ - інтенсивність відмов елементів ВФС.

Розрахунок інтенсивності відмов передвихідного каскаду.

У передвихідному каскаді міститься:

мікросхем - 1 $\lambda_{мікр} = 0,1 \cdot 10^{-6}$ 1 / год;

резисторів - 2 $\lambda_p = 0,01 \cdot 10^{-6}$ 1 / год;

дроселів - 1 $\lambda_{др} = 0,2 \cdot 10^{-6}$ 1 / год;

конденсаторів - 1 $\lambda_{конд} = 0,01 \cdot 10^{-6}$ 1 / год;

діодів - 1 $\lambda_d = 0,05 \cdot 10^{-6}$ 1 / год.

$\lambda_{предв} = \lambda_{мікр} + 2 \cdot \lambda_p + \lambda_{др} + \lambda_d =$

$= 0,1 \cdot 10^{-6} + 2 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6} + 0,01 \cdot 10^{-6} + 0,2 \cdot 10^{-6} + 0,05 \cdot 10^{-6} = 0,38 \cdot 10^{-6}$

1 / ч.

Розрахунок інтенсивності відмов ланцюга узгодження.

У ланцюзі узгодження міститься:

трансформаторів - 1 $\lambda_{тр} = 0,05 \cdot 10^{-6}$ 1 / год.

$\lambda_{ц.с.} = \lambda_{тр} = 0,05 \cdot 10^{-6}$ 1 / год.

Розрахунок інтенсивності відмов моста ділення.

У мосту поділу міститься:

трансформаторів - 2 $\lambda_{тр} = 0,05 \cdot 10^{-6}$ 1 / год;

резисторів - 1 $\lambda_p = 0,01 \cdot 10^{-6}$ 1 / год.

$\lambda_{м.д.} = 2 \cdot \lambda_{тр} + \lambda_p = 2 \cdot 0,05 \cdot 10^{-6} + 0,01 \cdot 10^{-6} = 0,11 \cdot 10^{-6}$ 1 / год.

Розрахунок інтенсивності відмов моста складання.

					МРН.171.071.015	Арк.
						55
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

У мосту складання міститься:

трансформаторів - $5 \lambda_{\text{тр}} = 0,05 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год};$

резисторів - $4 \lambda_{\text{р}} = 0,01 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год}.$

$\lambda_{\text{м.с.}} = 5 \cdot \lambda_{\text{тр}} + 4 \cdot \lambda_{\text{р}} = 5 \cdot 0,05 \cdot 10^{-6} + 4 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6} = 0,29 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год}.$

Розрахунок інтенсивності відмов модулятора.

У модуляторі міститься:

резисторів - $6 \lambda_{\text{р}} = 0,01 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год};$

мікросхем - $1 \lambda_{\text{мікр}} = 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год};$

діодів - $4 \lambda_{\text{д}} = 0,05 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год};$

конденсаторів - $16 \lambda_{\text{конд}} = 0,01 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год};$

катушок - $2 \lambda_{\text{кат}} = 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год}.$

$\lambda_{\text{Ім.}} = 6 \cdot \lambda_{\text{р}} + \lambda_{\text{мікр}} + 4 \cdot \lambda_{\text{д}} + 16 \cdot \lambda_{\text{конд}} + 2 \cdot \lambda_{\text{кат}} =$

$= 6 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6} + 0,1 \cdot 10^{-6} + 4 \cdot 0,05 \cdot 10^{-6} + 16 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6} + 2 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} = 0$

$,72 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год}.$

Розрахунок інтенсивності відмов конвертора напруги.

У конверторі напруги міститься:

мікросхем - $1 \lambda_{\text{мікр}} = 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год};$

дроселів - $1 \lambda_{\text{др}} = 0,2 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год};$

резисторів - $2 \lambda_{\text{р}} = 0,01 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год}.$

$\lambda_{\text{Ік}} = \lambda_{\text{мікр}} + 2 \cdot \lambda_{\text{р}} = 0,1 \cdot 10^{-6} + 0,2 \cdot 10^{-6} + 2 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6} = 0,32 \cdot 10^{-6} \text{ 1 /$

год.

Розрахунок інтенсивності відмов ВФС.

У ВФС міститься:

конденсаторів - $2 \lambda_{\text{конд}} = 0,01 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год};$

катушок - $4 \lambda_{\text{кат}} = 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год}.$

$\lambda_{\text{вфс}} = 2 \cdot \lambda_{\text{конд}} + 4 \cdot \lambda_{\text{кат}} = 2 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6} + 4 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} = 0,42 \cdot 10^{-6} \text{ 1 /$

год.

Розрахунок інтенсивності відмов кінцевого модуля.

У крайовому модулі міститься:

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		56

транзисторів - $2 \lambda_{тр} = 0,35 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год}$;

резисторів - $2 \lambda_{р} = 0,01 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год}$;

дроселів - $1 \lambda_{др} = 0,2 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год}$;

конденсаторів - $4 \lambda_{конд} = 0,01 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год}$;

катушок - $3 \lambda_{кат} = 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год}$.

$$\lambda_{10} = 2 \cdot \lambda_{тр} + 2 \cdot \lambda_{р} + \lambda_{др} + 4 \cdot \lambda_{конд} + 3 \cdot \lambda_{кат} =$$

$$= 2 \cdot 0,35 \cdot 10^{-6} + 2 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6} + 0,2 \cdot 10^{-6} + 4 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6} + 3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} = 1,26 \cdot 10^{-6} \text{ 1 / год}.$$

Розрахунок надійності вихідного каскаду (4 модуля).

Імовірність безвідмовної роботи модуля:

$$p_e(t) = e^{-\lambda_{10}t} \quad (3.71)$$

Ймовірністю відмови роботи вихідного каскаду будемо вважати відмову двох і більше модулів. Імовірність безвідмовної роботи вихідного каскаду дорівнює:

$$p(t) = 1 - (1 - p_e(t))^2 = 2p_e(t) - p_e(t)^2 \quad (3.72)$$

Імовірність безвідмовної роботи за час, що дорівнює його середньому часу безвідмовної роботи дорівнює:

$$p(t) = e^{-\lambda_o t} = e^{-\lambda_o(1/\lambda_o)} = e^{-1} = 0,366$$

$$\text{тоді} \quad 0,366 + 2p_e(t) - p_e(t)^2 = 0$$

Вирішуючи дане рівняння з урахуванням того, що рг не може бути більше одиниці, отримуємо:

$$p_e(t) = e^{-\lambda_{10}t} = 0,204$$

Знайдемо інтенсивності відмов вихідного каскаду:

$$-\lambda_{10}t = \ln 0,204$$

$$t = \frac{\ln 0,204}{-\lambda_{10}} = \frac{-1,59}{-1,26 \cdot 10^{-6}} = 1,26 \cdot 10^6 \text{ год}$$

$$\lambda_o = \frac{1}{t} = \frac{1}{1,26 \cdot 10^6} = 0,79 \cdot 10^{-6} \text{ 1/год}$$

За аналогією розрахуємо інтенсивності відмов модуляторів:

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						57
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

$$t = \frac{\ln 0,204}{-\lambda_{1м}} = \frac{-1,59}{-0,72 \cdot 10^{-6}} = 2,21 \cdot 10^6 \text{ год}$$

$$\lambda_{м} = \frac{1}{t} = \frac{1}{2,21 \cdot 10^6} = 0,45 \cdot 10^{-6} \text{ 1/год}$$

Розрахуємо інтенсивності відмов передвихідних каскадів:

$$t = \frac{\ln 0,204}{-\lambda_{1предв}} = \frac{-1,59}{-0,38 \cdot 10^{-6}} = 4,18 \cdot 10^6 \text{ год}$$

$$\lambda_{предв} = \frac{1}{t} = \frac{1}{4,18 \cdot 10^6} = 0,24 \cdot 10^{-6} \text{ 1/год}$$

Розрахуємо інтенсивності відмов конверторів:

$$t = \frac{\ln 0,204}{-\lambda_{1к}} = \frac{-1,59}{-0,32 \cdot 10^{-6}} = 4,97 \cdot 10^6 \text{ год}$$

$$\lambda_{к} = \frac{1}{t} = \frac{1}{4,97 \cdot 10^6} = 0,2 \cdot 10^{-6} \text{ 1/год}$$

Розрахуємо напрацювання приймача на відмову з урахуванням коефіцієнта експлуатації $k_e = 60 \dots 80$.

$$(T_o k_9)^{-1} = (0,79 + 0,24 + 0,05 + 0,11 + 0,29 + 0,45 + 0,2 + 0,42) \cdot 10^{-6} = \\ = 2,55 \cdot 10^{-6} \text{ 1/год}$$

$$T_o = \frac{1}{2,55 \cdot 10^{-6} k_9} = \frac{1}{2,55 \cdot 10^{-6} \cdot 75} = 5229 \text{ год}$$

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						58
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

РОЗДІЛ 4

Техніко-економічне обґрунтування та питання організації виробництва

До витрат на виробництво пристрою можна віднести основну та додаткову заробітну плату персоналу, витрати задля утримання і експлуатацію робочого устаткування, загальновиробничі витрати.

Нижче наведено розрахунок витрат часу на розробку проекту. Результат розрахунку занесено в таблицю 4.1.

Таблиця 4.1 - Витрати часу на розробку проекту

Етапи розробки	Час, год
1. Постановка задачі	10
2. Розгляд існуючих методів і алгоритмів	20
3. Розробка і аналіз результатів	70
Всього	100

У таблиці 4.2 наведемо величину оплати праці.

Таблиця 4.2. Величина оплати праці

Учасники проекту	Витрати часу	Тарифна ставка, грн	Тарифний заробіток, грн
Інженер	100	90	9000

Заробітня платня інженера становить близько 9000 грн згідно із ставкою в 90 грн/год і місячною нормою робочого процесу в 100 годин.

В рамках даного проекту інші витрати ніяк не враховано.

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		59

До складу витрат: затрати, які пов'язані з амортизацією обладнання та витрати на електроенергію. Амортизаційні відрахування обчислюються для визначення сум задля повного відновлення виробничих фондів, виходячи з балансової вартості і встановлених норм амортизації. Потрібно враховувати амортизацію того обладнання, яке було використано в цій роботі.

Витрати на обладнання занесемо до таблиці табл.4.3.

Таблиця 4.3 - Вартість обладнання

Найменування обладнання	Ціна пристрою	Кількість	Загальна вартість
Елементи структурної схеми	15690,00	1	15690,00
Всього			15690,00

Амортизація за період роботи (15 робочих днів):

$$A = 15690 \cdot 0,2 \cdot \frac{15}{365} = 129 \text{ (грн)} \quad (4.1)$$

Затрати на електроенергію в загальному вигляді визначаються за формулою:

$$C_{\text{ен}} = M_{\text{п}} \Phi_{\text{ч}} C_{\text{ен}} K_{\text{п}}, \quad (4.2)$$

где $M_{\text{п}}$ – потужність;

$\Phi_{\text{ч}}$ – фонд часу праці обладнання;

$C_{\text{ен}}$ – ціна енергії;

$K_{\text{п}}$ – коефіцієнт використання потужності (0,9).

Підставивши числові значення отримаємо наступне:

$$C_{\text{эн}} = 5 \cdot 0,9 \cdot 1,8 \cdot 15 = 109,35 \text{ (грн)}$$

Тоді, загальна вартість за амортизацію і електроенергію:

$$C_{\text{общ}} = 129 + 109,35 = 238,35 \text{ грн.}$$

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						60
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

Загальновиробничі витрати включають заробітну плату, витрати на утримання допоміжного персоналу, витрати на утримання виробничих будівель і споруд. Витрати складають від 50% до 65% витрат на оплату праці основних працівників підприємства. У даній роботі ці витрати становлять 50%, тоді сума витрат буде складати:

$$P = 4500 \text{ (грн)} \quad (4.3)$$

До інших витрат зараховуються податки, збори, відрахування в спеціальні позабюджетні фонди, обов'язкове страхування майна підприємства, платежі за короткостроковими кредитами і т. д.

Тому в даній роботі витрати на інше дорівнюють нулю.

Результати всіх розрахунків запишемо в таблицю 4.4.

Таблиця 4.4 - Загальна калькуляція

Статі витрат	Сума витрат, грн
1. Матеріали	-
2. Заробітна плата	9000
3. Соціальний податок	1800
4. Витрати на виробництво	15690,00
5. Витрати на утримання обладнання	238,35
6. Загальновиробничі витрати	4500
7. Інші витрати	-
8. Комерційні витрати	-
Всього	31228,35

Таким чином, загальна собівартість проекту становитиме 17917,17 грн.

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						61
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

ВИСНОВОК

З моменту появи та розвитку інтегральної та функціональної мікроелектроніки розробка принципів побудови та конструкції радіотехнічних пристроїв стало справою для фахівця з електроніки, адже тепер в одній мікросхемі, в лише одному технологічному процесі знаходяться резистори, транзистори та конденсатори, всі основні, допоміжні й узгоджувальні елементи, що визначають режими роботи і технічні параметри блоків та самостійних у функціональному відношенні приладів починаючи з радіоприймачів та закінчуючи мікропроцесорами. Відбулась інтеграція не лише окремих радіоелектронних компонентів, а й інтеграція деяких колись незалежних наук, технологій, професій. На додаток до опанування надвисоких частот і від суто радіотехнічної ознаки — випромінювання радіохвиль для передачі інформації — здебільшого також відмовились, створивши кабельні мережі та світловодні системи зв'язку.

Радіоелектроніка, умовно кажучи, посідає деяке проміжне місце між фундаментальними (радіофізикою, фізикою твердого тіла, оптикою) та технічними (електротехнікою, автоматикою, технічною кібернетикою) науками. Умовність такого розподілу наук пов'язана з тим, що в багатьох своїх компонентах вони перетинаються, відбулося взаємне проникнення методів дослідження, способів побудови, апаратурної реалізації багатьох основних інструментів цих наук.

Так, у радіоелектронних приладах широко використовуються різні системи автоматичного керування (автоматичне регулювання підсилювання, підстроювання частоти генератора тощо), зміни режиму їхньої роботи залежно від зміни параметрів сигналу (наприклад, автоматична зміна режиму роботи і навіть випромінюваної частоти радіолокатора при дії штучних завад), цифрові способи селекції та оброблення сигналів.

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						62
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

Однак, з іншого боку радіоелектронні пристрої є компонентами багатьох верстатів, приладів, вимірювальних систем і систем контролю, систем керування, технологічних ліній тощо.

З процесом росту радіоелектроніки від неї відокремилися такі новітні напрямки в науці та техніці, як квантова електроніка, оптоелектроніка, мікроелектроніка, кріогенна електроніка, магнітоелектроніка, хемотроніка.

В результаті написання роботи було розглянуто побудову приймача цифрової електронної системи зв'язку.

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						63
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Алгинин Б. Е. Круглок електронной автоматики.— М.: Просвещение, 1990. —192 с.
2. Бобровников Л. 3. Радиотехника и электроника. — М.: Недра, 1990. — 373 с.
3. Богатырев А.Н. Радиоэлектроника, автоматика и элементы ЗВМ. — М.: Просвещение, 1990. —175 с.
4. Галкин В. И. Начинаящему радиолубителю. — Минск: Польша, 1989. — 304 с.
5. Джолли У. П. Криоэлектроника. — М.: Мир, 1975. — 142 с.
6. Ефимчик М. К. Шушкевич С. .С Основы радиоэлектроники — Минск: Университетское, 1986.— 303 с.
7. Иванов Б. С. Энциклопедия начинающего радиолубителя: Описание практических конструкций. — М.: Патриот, 1992. — 410 с.
8. Иванов Р. Д. Магнито-металлические пленки в микроэлектронике. — М.: Сов. радио, 1980.— 192 с.
9. Комлик В. В. Радиотехника и радиоизмерения. — К.: Выща шк. Головное изд-во, 1984. —335 с.
10. Кривоносов А. И. Оптоэлектронные устройства. — М.: Энергия, 1978. — 96 с.
11. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники. — М.: Радио и связь, 1985. — 504 с.
12. Нефедов В.И. Основы радиоэлектроники. — М.: Высшая шк., 2000- — 399 с.
13. Никольский В. В. Антенны. — М.: Связь, 1966. — 368 с.
14. Електронні системи: Навч. посібник /С.В. Денбновецький,О.В. Лещишин. – К.: НТУУ «КПІ», 2011.–288 с.

Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата

МРН.171.071.015

Арк.

64

15. Маєвський С.М. Основи побудови систем аналізу сигналів у неруйнівному контролі: Навч. посібник /С.М. Маєвський, В.П. Бабак, Л.М. Щербак. – К.: Либідь, 1993. –200 с.

16. В.П. Бабак Теоретичні основи інформаційно-вимірювальних систем: Підручник/ В.П.Бабак,С.В. Бабак, В.С. Єременко та ін.; за ре. Чл.-кор НАНУ В.П. Бабака.–К.: Ун-т новітніх технологій, 2017.–496 с.

17. Кухарчук Ю.В. Основи метрології та електричних вимірювань : Підручник /В.В. Кухарчук, В.Ю. Кучерук, Є.Т. Володарський, В.В. Грабко. – Херсон: Олді-плюс, 2013.–538 с.

					<i>МРН.171.071.015</i>	Арк.
						65
Змн.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата		